tijdschrift van het

nederlands elektronica- en radiogenootschap

deel 42 - nr. 4 - 1977

nederlands elektronica- en radiogenootschap

Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap
Postbus 39, Leidschendam. Gironummer 94746 t.n.v.
Penningmeester NERG, Leidschendam.

HET GENOOTSCHAP

Het Genootschap stelt zich ten doel in Nederland en de Overzeese Rijksdelen de wetenschappelijke ontwikkeling en de toepassing van de elektronica en de radio in de ruimste zin te bevorderen.

Lidmaatschap

Voor lidmaatschap wende men zich tot de secretaris. Het lidmaatschap staat -behoudens ballotage- open voor academisch gegradueerden en hen, wier kennis of ervaring naar het oordeel van het bestuur een vruchtbaar lidmaatschap mogelijk maakt. De contributie bedraagt fl. 45,--.

Studenten aan universiteiten en hogescholen komen bij gevorderde studie in aanmerking voor een juniorlidmaatschap, waarbij 50% reductie wordt verleend op de contributie. Op aanvraag kan deze reductie ook aan anderen worden verleend.

HET TIJDSCHRIFT

Het tijdschrift verschijnt zesmaal per jaar. Opgenomen worden artikelen op het gebied van de elektronica en van de telecommunicatie.

Auteurs die publicatie van hun wetenschappelijk werk in het tijdschrift wensen, wordt verzocht in een vroeg stadium kontakt op te nemen met de voorzitter van de redactie commissie.

De teksten moeten, getypt op door de redactie verstrekte tekstbladen, geheel persklaar voor de offsetdruk worden ingezonden.

De abonnementsprijs van het tijdschrift bedraagt f 45,--. Aan leden wordt het tijdschrift kosteloos toegestuurd.

Tarieven en verdere inlichtingen over advertenties worden op aanvrage verstrekt door de voorzitter van de redactiecommissie.

DE EXAMENS

De examens door het Genootschap ingesteld en afgenomen zijn:

a. op lager technisch niveau:"Elektronica monteur NERG"
b. op middelbaar technisch niveau: Middelbaar Elektronica Technicus NERG"

Brochures waarin de exameneisen en het examenreglement zijn opgenomen kunnen schriftelijk worden aangevraagd bij de Administratie van de Examencommissie.

Voor deelname en inlichtingen wende men zich tot de Administratie van de Examencommissie NERG, Genemuidenstraat 279, den Haag, gironummer 6322 te den Haag.

MICROPROCESSOR IMPLEMENTATIE VAN DATAMODEMS

W.A.M. Snijders
Philips' Natuurkundig Laboratorium

In this paper the implementation of data modems by means by commercially available general-purpose microprocessors is discussed. A number of signal-processing methods are given, which reduce and simplify the arithmetical operations in both the transmitter and receiver. It is shown that with these methods sufficient computation time can be gained to enable the use of general-purpose microprocessors for the design of versatile data modems for bitspeeds up to 9600 bits/s. and even higher.

INLEIDING

De trend naar miniaturisatie van datamodems heeft het onderzoek gestimuleerd naar digitale signaalbewerkingstechnieken, geschikt voor implementatie in "custom made" LSI circuits of microprocessoren, voor de funkties van filteren, moduleren en demoduleren in datamodems. In het gebied van de datatransmissie hebben microprocessor (μP) systemen enkele specifieke voordelen.

Ten eerste wordt de realisatie van "custom made" LSI circuits bemoeilijkt door de diversiteit in modulatiemethoden, welke door de CCITT gestandaardiseerd zijn voor de verschillende bitsnelheden. Deze diversiteit is echter geen probleem in een software georiënteerd μP systeem.

Ten tweede kan een μP oplossing economisch attractiever zijn dan een "custom made" LSI. Het "general purpose" karakter van μP's maakt n.l. massaproduktie mogelijk met als gevolg een snelle daling in prijs.

Ten derde kunnen m.b.v. μP's zeer flexibele systemen worden ontworpen, omdat te allen tijde programmaveranderingen kunnen worden aangebracht. Het grote aantal rekenkundige bewerkingen nodig voor de digitale filtering, modulatie en demodulatie overtreft echter al snel de mogelijkheden van de "general purpose" μP's. Dit maakt het noodzakelijk speciale, aan de μP aangepaste methoden te ontwikkelen voor het uitvoeren van de verschillende bewerkingen (speciaal de vermenigvuldigingen in de digitale filters).

Aangetoond zal worden dat deze methoden toepasbaar zijn voor alle gestandaardiseerde systemen voor synchrone datatransmissie.

SYSTEMEN VOOR SYNCHRONE DATATRANSMISSIE

Voor synchrone datatransmissie over telefoonkanalen zijn een aantal modulatiemethoden gestandaardiseerd door de CCITT, o.a. 4-fase modulatie type A of B voor 2400 bps, 8-fase modulatie (komt in sommige opzichten overeen met 4 Ø (B) modulatie) voor 4800 bps en "modified" 4-fase, 4-amplitude modulatie voor 9600 bps.

Het uitgangssignaal s(t) van deze systemen met symbool frequentie $1/T_b = \omega_b/2\pi$ wordt gegeven door :

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k h(t-kT_b)\cos\omega_c t + \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_k h(t-kT_b)\sin\omega_c t \quad \text{--- (1)}$$

waarin ω_c de draaggolffrequentie is, terwijl de funktie h(t) de spektrale omhullende van het uitgezonden signaal bepaalt. De relatie tussen de binaire reeks aan de ingang van de zender en de reeks symbolen $\{(x_k, y_k)\}$ wordt gegeven door de codeerregel welke uniek gedefinieerd is voor elk systeem.

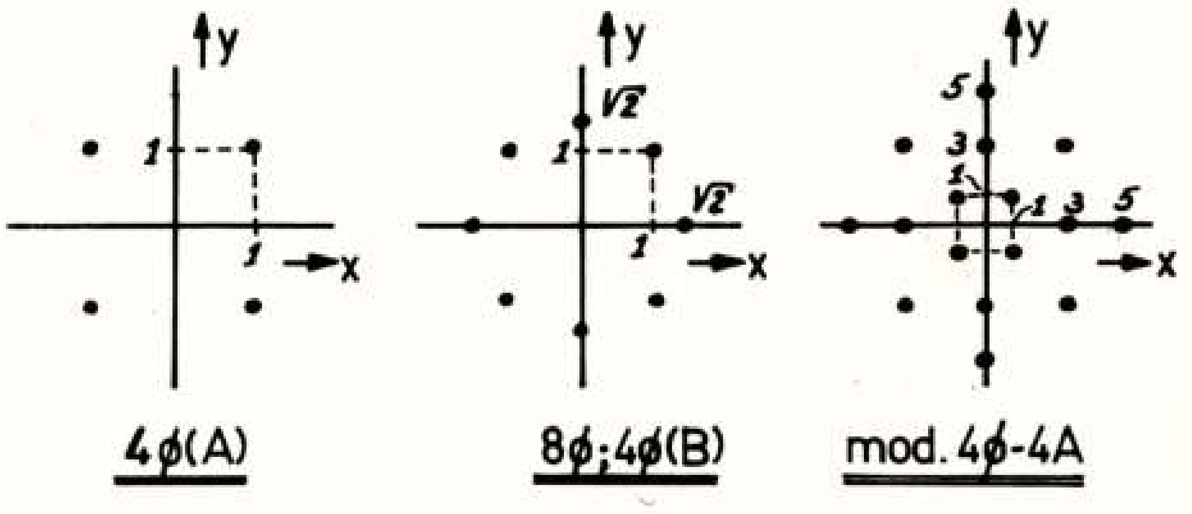


Fig. 1. Vector representatie van het gemoduleerde signaal op de bemonstertijdstippen.

De set van mogelijke waarden (x,y) van de reeks $\{(x_k, y_k)\}$ bepaalt de bemonsterde vectorvoorstelling ("signal constellation") van het systeem hetgeen grafisch tweedimensionaal kan worden weergegeven zoals in fig. 1 wordt getoond voor 3 gebruikelijke systemen voor synchrone datatransmissie.

METHODEN VOOR DE VEREENVOUDIGING VAN REKENKUNDIGE BEWERKINGEN IN DATASYSTEMEN

Beschouwing van vergelijking (1) leert dat voor het opwekken van het lijnsignaal s(t) filtering en modulatie nodig is. In een digitale implementatie vereisen deze bewerkingen (speciaal de digitale filtering m.b.v. niet recursieve digitale filters) een groot aantal vermenigvuldigingen, hetgeen een tijdrovende bewerking is in een μP systeem.
Het is daarom noodzakelijk het aantal vermenigvuldigingen te beperken en zoveel mogelijk te vereenvoudigen. Een aantal alternatieven hiervoor zijn hieronder gegeven en zullen in meer detail worden toegelicht :

1. Ontwerp van de FIR filters als interpolerende digitale filters.
2. Toepassing van het principe van echomodulatie.
3. Gebruik van "look-up tables" teneinde vermenigvuldigingen in digitale filters te vermijden.
4. Gebruik van speciale algorithmen ("weighting accumulation") voor de filters.
5. Combinatie van een μP en een hardware vermenigvuldiger.

Sommige van deze methoden zijn algemeen toepasbaar, b.v. 1 en 5, terwijl de overige een meer beperkt toepassingsgebied hebben. Belangrijk is nu het verschil te benadrukken tussen de digitale filters in enerzijds de zender en anderzijds de ontvanger. In de zender kunnen de ingangssignalen van de filters voorgesteld worden d.m.v. een beperkt aantal bits, hetgeen gebruikt kan worden om de bewerkingen te vereenvoudigen, terwijl het ingangssignaal van de digitale filters in de ontvanger verkregen wordt d.m.v. A/D conversie van het analoge lijnsignaal s(t), hetgeen gedaan moet worden met tenminste 8 bits precisie. Dit verschil in te verwerken digitale signalen maakt het noodzakelijk in zender en ontvanger verschillende technieken te gebruiken. Als algemeen toepasbare methode in het ontwerp van digitale filters kan genoemd worden het principe van interpolatie, waarbij gebruik gemaakt wordt van het verschil in bemonsterfrequentie tussen de ingang en uitgang van het filter om het aantal vermenigvuldigingen te verminderen. Indien de verhouding tussen uitgangs- en ingangsbemonsterfrequentie b.v. gelijk is aan M en het digitale FIR filter N koëfficiënten heeft, dan zijn in een interpolerend FIR filter slechts N/M vermenigvuldigingen nodig om een uitgangsmonster van het filter te berekenen. Is deze verhouding gelijk aan 1/M dan zijn M bemonsteringsintervallen beschikbaar voor het verrichten van de N vermenigvuldigingen nodig voor één uitgangsmonster. Altijd moet getracht worden interpolerende filters toe te passen in zowel zender als ontvanger.
Als tweede methode ter vermindering van het aantal vermenigvuldigingen kan genoemd worden het principe van echomodulatie [1,2], waarmee de vermenigvuldigingen nodig voor de modulatie kunnen worden geëlimineerd. Het gemoduleerde signaal s(t) kan rechtstreeks worden gesynthetiseerd door opeenvolgende signaalelementen te genereren m.b.v. een aantal parallel filters met verschillende impulseresponsies. Op deze wijze is het mogelijk modulatie te vermijden ten koste van een toename van het aantal bewerkingen in de filters. Dit kan voordeel opleveren, als de signalen in de filters slechts één of twee bits woorden zijn. Een beperking van het principe van echomodulatie is echter dat het aantal benodigde filters slechts beperkt gehouden kan worden indien er een eenvoudige relatie bestaat tussen draaggolffrequentie ω_c en symboolfrequentie ω_b. Verder varieert het aantal filters en daarmee de geheugen capaciteit van het systeem met de verhouding ω_c/ω_b.

De derde methode om de berekeningen in het systeem te vereenvoudigen is het gebruik van filters werkend met het principe van "look-up tables". De basis struktuur van dit type filter is gegeven in fig. 2a.

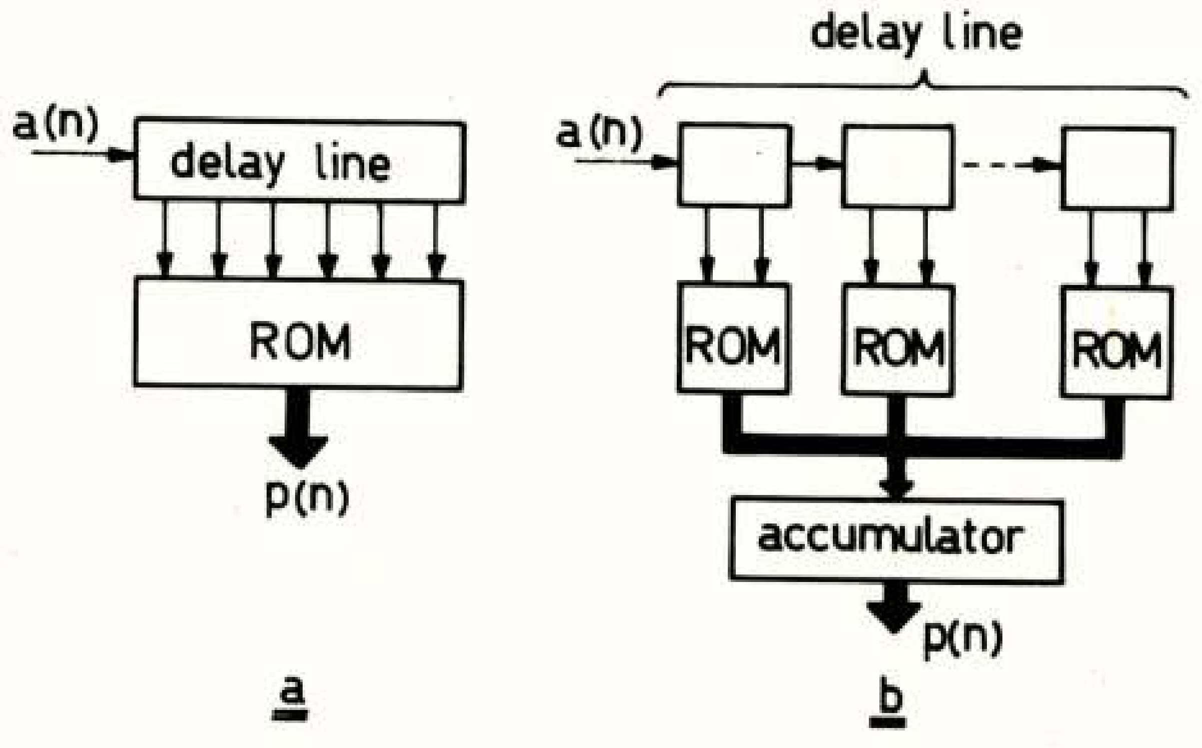


Fig. 2. FIR filter strukturen volgens het "look-up table" principe.

De inhoud van de vertragingslijn van het "finite impulse response" (FIR) filter wordt gebruikt als een adres voor een ROM, waarin alle mogelijke waarden van de uitgangsmonsters van het filter zijn opgeslagen.
Op deze manier kunnen vermenigvuldigingen in het filter

volledig vermeden worden. Teneinde de vereiste hoeveelheid opslagcapaciteit te verminderen, welke exponentieel toeneemt met de lengte van het adres, kunnen we het filter in een aantal kleinere sekties opbreken (fig. 2b). De uitgangsmonsters van deze subsecties dienen nog bij elkaar te worden opgeteld. Dit principe van "table look-up" wordt minder attractief indien de ingangssignaalmonsters in meer dan één of twee bits gecodeerd zijn om redenen van opslagcapaciteit en aantal vereiste optellingen.

Een voobeeld van de vierde methode om de implementatie van FIR filters te vereenvoudigen is een speciaal vermenigvuldigingsalgorithme dat we sorteerprincipe (engels : "weighting accumulation") genoemd hebben.

Dit principe is gebaseerd op het feit, dat voor ieder van de genoemde modulatiesystemen, de ingangsmonsters x en y slechts een beperkt aantal aantal verschillende absolute waarden kunnen aannemen (bv. 0,1,3 en 5 voor het mod. 4 Ø / 4A systeem; vergelijk fig. 1).

Een eenvoudig pendant kent iedereen in het dagelijks leven. Indien iemand wil weten hoeveel geld hij in zijn portemonnaie heeft, terwijl de inhoud bestaat uit b.v. guldens, kwartjes en centen, dan lost men gewoonlijk het probleem op door afzonderlijk het aantal guldens, kwartjes en centen te tellen en daarna 3 vermenigvuldigingen (met resp. 100, 25 en 1) uit te voeren plus een laatste optelling.

In het digitale FIR filter aan de zendzijde heeft men te maken met een vergelijkbare situatie. Het uitgangssignaal p_n van het filter met N coëfficiënten wordt gegeven door :

$$p_n = \sum_{i=0}^{N-1} a_{n-i} \cdot h_i \qquad (2)$$

waarin a_n de ingangsmonsters voorstelt, welke alleen de absolute waarden 0,1, A_1 en A_2 kunnen hebben, terwijl h_n de filtercoëfficiënten met willekeurige waarden representeert.

Passen we nu toe :

$$a_n = |a_n| \cdot sgn(a_n)$$

met :

$$sgn(a_n) = \begin{cases} -1 & \text{voor } a_n < 0 \\ 0 & \text{voor } a_n = 0 \\ +1 & \text{voor } a_n > 0 \end{cases} \qquad (3)$$

dan kunnen we (2) herschrijven in de vorm :

$$p_n = \sum_{\substack{i=0 \\ |a_{n-i}|=1}}^{N-1} h_i \, sgn(a_{n-i}) + A_1 \sum_{\substack{i=0 \\ |a_{n-i}|=A_1}}^{N-1} h_i \, sgn(a_{n-i}) + A_2 \sum_{\substack{i=0 \\ |a_{n-i}|=A_2}}^{N-1} h_i \, sgn(a_{n-i}) \qquad (4)$$

Hieruit blijkt dat de N vermenigvuldigingen en optellingen nodig om (2) te implementeren gereduceerd kunnen worden tot N simpele "tekenvermenigvuldigingen" in optellingen gevolgd door slechts 2 volwaardige vermenigvuldigingen met resp. A_1 en A_2 en een uiteindelijke optelling. Een grafische voorstelling van dit principe van "weighting accumulation" wordt gegeven in fig. 3.

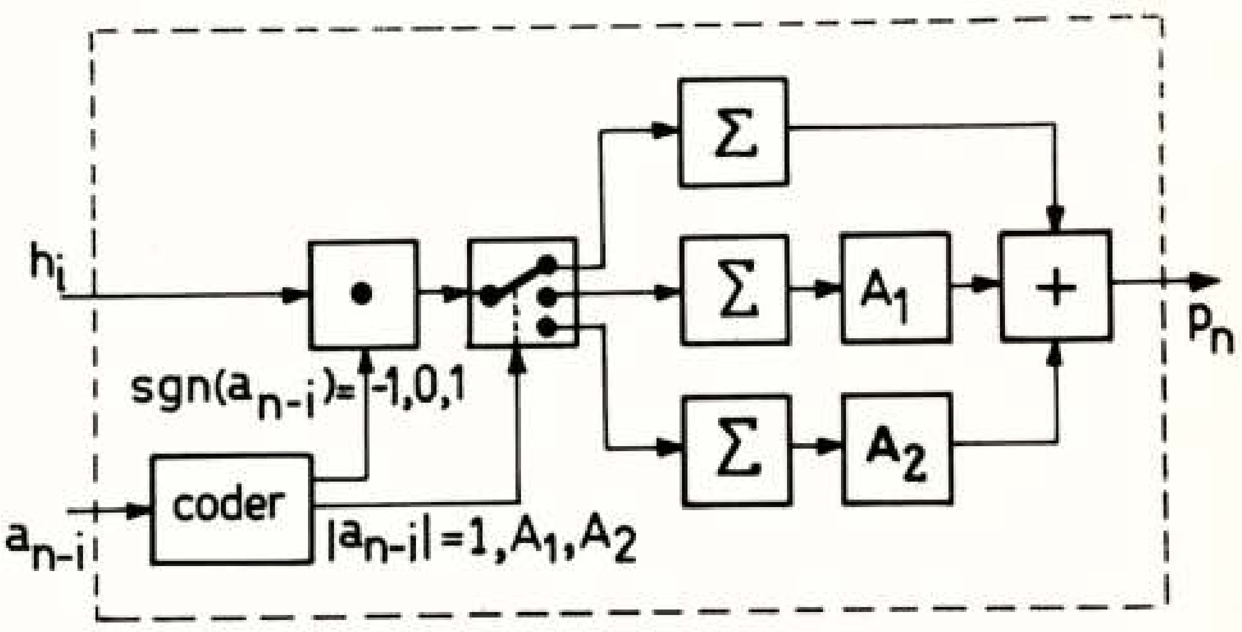


Fig. 3. "Weighting Accumulator"

In een hardware realisatie lijkt dit onaantrekkelijk, omdat we 3 accumulatoren en additionele logica nodig hebben. Het principe is echter zeer geschikt voor µP implementatie, waar we te maken hebben met een groot aantal registers op de chip.

Geven we de tijd nodig voor een vermenigvuldiging en een optelling aan met resp. T_m en T_a dan vereist een rechtstreekse implementatie van (2) een rekentijd :

$$T_{tot} = N(T_a + T_m) \qquad (5)$$

Bij gebruik van het nieuwe WA algorithme en aannemende dat we te maken hebben met K verschillende absolute waarden voor de datamonsters, welke van nul verschillen dan wordt de vereiste rekentijd :

$$T_{tot} = (N+K)\,T_a + K\,T_m \qquad (6)$$

omdat sgn-vermenigvuldigingen geen extra tijd kosten. Het zal duidelijk zijn dat in die gevallen waarvoor geldt dat K < N (zoals in de zender waar K = 3 en N = 120) een aanzienlijke besparing in rekentijd wordt verkregen, omdat $T_a \ll T_m$.

Betreffende de vijfde methode welke aangegeven is, kunnen we stellen, dat het voor de hand ligt, dat een kombinatie van een µP en een aangepaste hardware vermenigvuldiger vele problemen kan oplossen, waarin vermenigvuldigingen het knelpunt vormen.

De vermenigvuldiger kan dat deel van de berekeningen overnemen, welke niet goed passen in de µP met als gevolg een besparing van rekentijd. Deze techniek is al toegepast in een commercieel beschikbare modem [3].

MICROPROCESSOR IMPLEMENTATIE VAN DATAZENDERS

De "general purpose" μP's kunnen ruwweg verdeeld worden in 2 groepen nl. :

- MOS μP's op een enkele chip (instructietijd ≈ 2 μsec)
- Bipolaire μP's (bit - sliced; instructietijd ≈ 0,2 μsec).

Volgens onze ervaringen kunnen de MOS μP's (b.v. Intel 8080, Signetics 2650) toegepast worden voor datasystemen met bitsnelheden ≤ 4800 bps, zoals 4 Ø en 8 Ø modulatie met hun eenvoudige verhouding van draaggolf en symboolfrequentie.
Verder bestaan de te filteren datamonsters in deze systemen uit twee bits woorden.
Hierdoor is het mogelijk echomodulatie toe te passen, terwijl de filters ontworpen kunnen worden als interpolerende "look-up table" filters.
In fig. 4 is een blokdiagram van een μP 4 Ø / 8 Ø systeem gegeven.

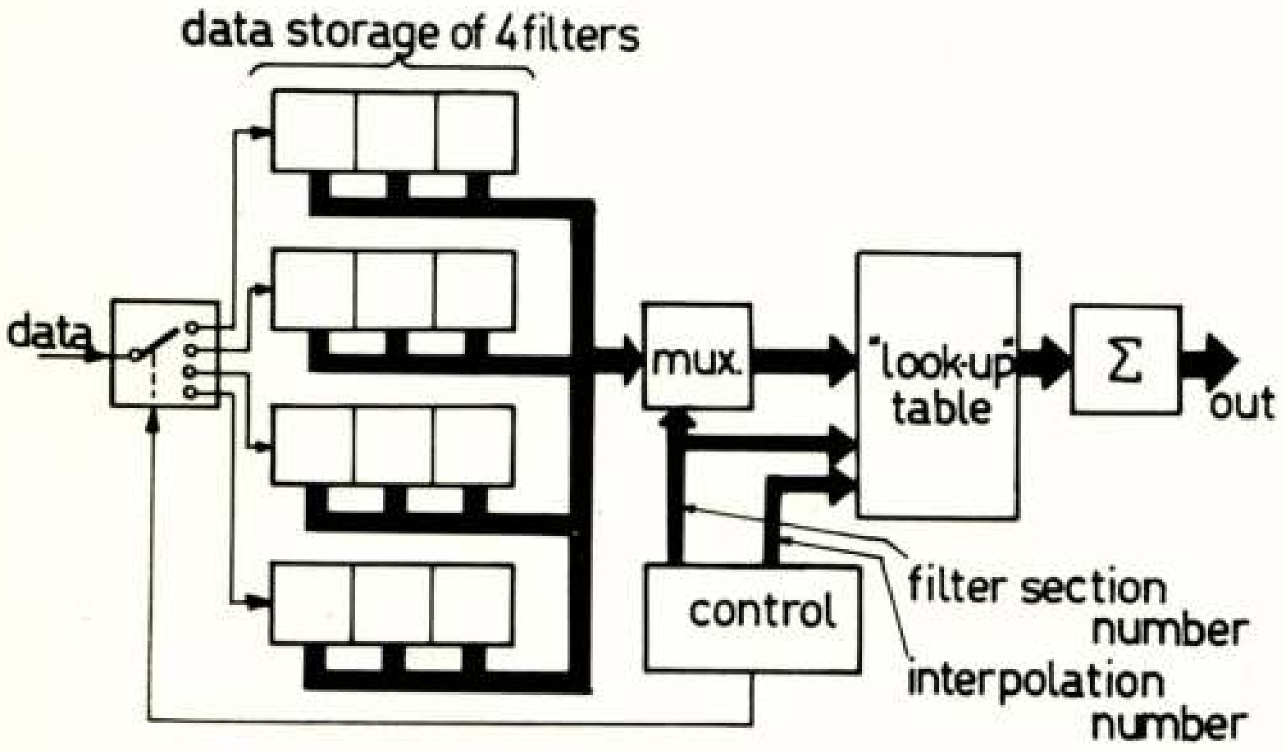


Fig. 4. μP datazender volgens echomodulatie en "look-up table" filter principes.

Het systeem bestaat uit 4 "look-up table" filters parallel, waarvan elk weer verdeeld is in 3 kleinere filtersekties. De resulterende 12 elementaire filtersekties maken sequentieel gebruik van één "look-up table" d.m.v. een multiplexer.
Aan dit ROM worden verder 2 getallen toegevoerd, welke door de μP worden gegenereerd en wel een getal dat het filtersektie- en een getal dat het interpolatienummer aangeeft. De μP verzorgt verder de funkties van multiplexen en accumuleren in dit systeem. Het systeem bevat ongeveer 1.5 Kbytes statisch geheugen voor programma en tabellen.
De uitgangsbemonsterfrequentie is 9,6 kHz. Een meer veelzijdig systeem kan ontworpen worden op basis van de bipolaire μP's (b.v. Signetics/Intel 3000 serie), met hun grotere arithmetrische capaciteit. Een rechtstreekse implementatie van vergelijking (1) is gekozen (fig. 5a), omdat dit een maximale systeemflexibiliteit garandeert. Het blokdiagram is gegeven in fig. 5b. Het systeem bestaat uit een differentiele coder voor de datasignalen, 2 identieke interpolerende digitale laagdoorlaatfilters, welke gebruik maken van het principe van "weighting accumulation" en 2 modulatoren werkend op een cosinus- en een sinusvormige draaggolf. Alle funkties van dit blokschema worden door de μP verricht m.b.v. software algorithmen binnen één periode van de bemonsterfrequentie van 14,4 kHz. Beide filters zijn uitgevoerd met 120 filtercoëfficiënten om te kunnen voldoen aan de filtereisen van een modified 4 Ø / 4 A modulatiesysteem (interpolatiefaktor M = 6).
De μP voert maximaal 330 micro-instructies uit om één uitgangsmonster van het systeem te berekenen.

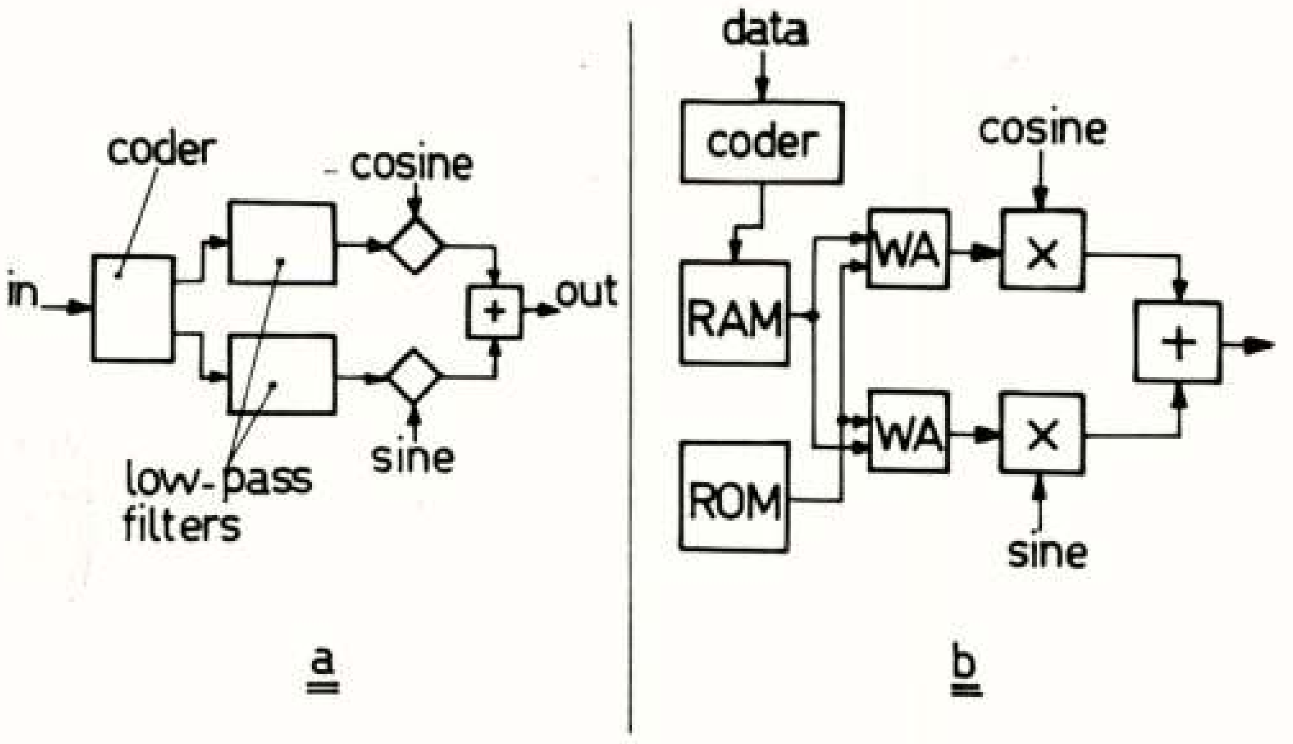


Fig. 5. a) Basisschema van flexibele datazender.
b) Blokdiagram van μP datazender met "weighting accumulation".

MICROPROCESSOR IMPLEMENTATIE VAN DATAONTVANGERS

In de demodulator hebben we wederom te maken met de funkties van filtering en (de)modulatie.
Het is nodig de beschikbare rekentijd van het systeem te vergroten door toepassing van het principe van interpolatie. Dit leidt tot het blokdiagram van fig. 6.

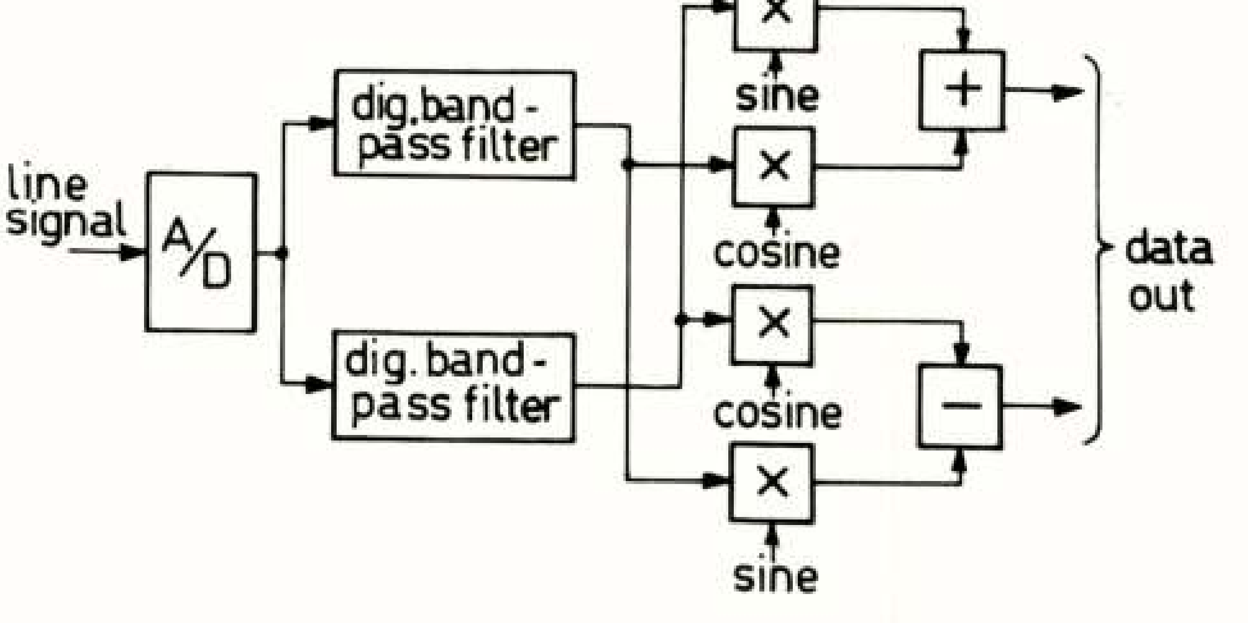


Fig. 6. Basisschema van flexibele demodulator.

Post-demodulatie filters voor de onderdrukking van dubbele frequentie termen, veroorzaakt door het demodulatieproces, zijn vermeden door gebruik te maken van de methode van fasecompensatie voor elk der kanalen. Dit maakt het mogelijk de bemonsterfrequentie in demodulatoren en uitgang van de banddoorlatende filters te verlagen tot de Baud snelheid (interpolatie), waardoor de beschikbare rekentijd aanzienlijk wordt vergroot. Twee digitale FIR filters met onderling 90° fasedraaiing zijn noodzakelijk aan de ingang van het systeem. Deze filters moeten 8-bits signaalmonsters verwerken, die door A/D conversie van het lijnsignaal worden verkregen.

Aangezien het aantal verschillende ingangswaarden de filterlengte te boven gaat ($M > N$), kan het principe van "weighting accumulation" niet worden toegepast. Het aantal berekeningen in de filters kan echter worden verminderd door de twee banddoorlatende filters te ontwerpen door middel van simpele transformaties van één gemeenschappelijk laagdoorlatend filter. Noemen we de impulsresponsie van dit laagdoorlatend filter $h_L(nT_s)$ en de impulsresponsies van de bandfilters $h_1(nT_s)$ en $h_2(nT_s)$ dan kunnen we deze responsies schrijven als :

$$h_1(nT_s) = h_L(nT_s)\cos(n\omega_0 T_s)$$
$$h_2(nT_s) = h_L(nT_s)\sin(n\omega_0 T_s) \qquad (7)$$

waarin $1/T_s$ de bemonsterfrequentie aan de ingang van de filters is (14,4 kHz) en ω_0 de centrale frequentie van de filters. Kiezen we de faktor $\omega_0 T_s$ gelijk aan $\pi/4$ dan gaat vergelijking (7) over in :

$$h_1(nT_s) = h_L(nT_s).\left|\cos n\pi/4\right|.\,sgn\,(n\pi/4)$$
$$(8)$$
$$h_2(nT_s) = h_L(nT_s).\left|\sin n\pi/4\right|.\,sgn\,(n\pi/4)$$

Hieruit kan eenvoudig afgeleid worden dat, afgezien van de sgn-funktie, of $h_1(nT_s)$ gelijk is aan $h_2(nT_s)$ of een van beide gelijk is aan nul.

Derhalve kunnen de berekeningen van de van nul verschillende waarden van de impulsresponsies voor beide filters gemeenschappelijk verricht worden, als de eenvoudige sgn-vermenigvuldigingen met +1, 0 en -1 separaat worden gedaan. De aanzienlijke reduktie van het aantal berekeningen, die hierdoor wordt verkregen, maakt het mogelijk deze flexibele demodulator m.b.v. een μP te implementeren. Het blokschema van het systeem is gegeven in fig. 7. Voor de berekening van een paar uitgangsmonsters (x,y) dient de μP 2367 micro-constructies uit te voeren in 1/2400 seconde in het geval van mod. 4 ø / 4 A modulatie.

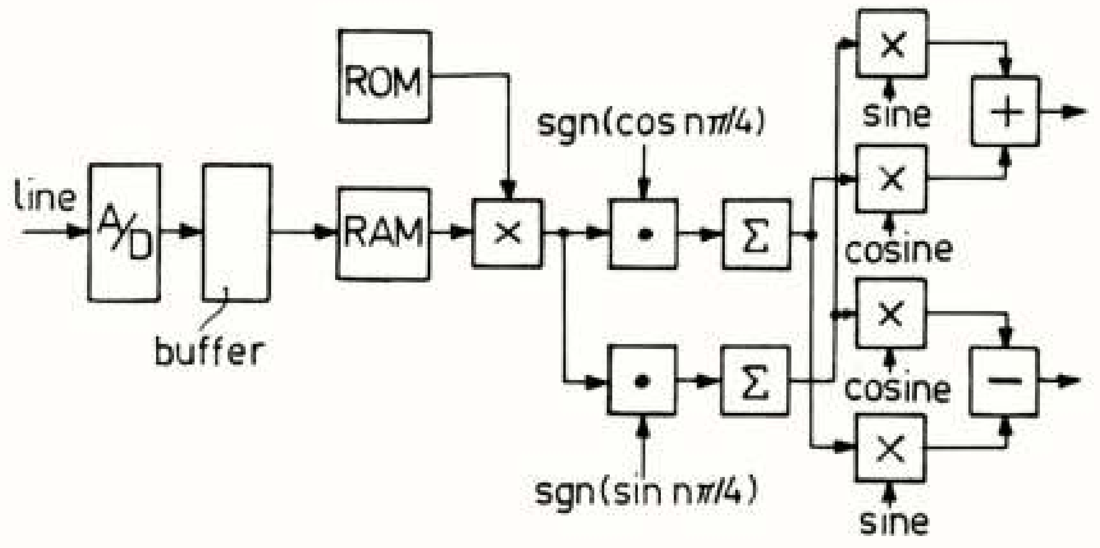


Fig. 7. Blokdiagram van flexibele demodulator met interpolerende filters en fasecompensatie methode.

SLOTOPMERKINGEN

Flexibele zender en demodulator strukturen kunnen worden gerealiseerd m.b.v. "general purpose" μP's, indien aangepaste methoden voor digitale filtering en modulatie worden geselekteerd. In de ontvanger van datasystemen met hoge bitsnelheden dienen nog meer funkties te worden verricht zoals b.v. egalisatie. Op dit moment is het nog niet mogelijk zowel de funkties van filtering en demodulatie alsmede de egalisatie te doen met één enkele μP. Waarschijnlijk kan dit probleem wel worden opgelost door gebruik te maken van de μP-vermenigvuldiger struktuur voorgesteld in paragraaf 3. De toename van rekencapaciteit kan gebruikt worden om meer signaalbewerkingsfunkties in het systeem te verrichten.

VERMELDING

Het researchwerk, waarover in dit artikeltje gesproken wordt, is verricht in samenwerking met P.J. van Gerwen, N.A.M. Verhoeckx en H.A. van Essen, allen van het Philips' Natuurkundig Laboratorium.

REFERENTIES

1. M.F. Choquet en H.J. Nussbauer : "Generation of Synchronous data transmission signals by digital echo modulation", IBM J. Res. Develop., pp. 364-377, Sept. 1971.
2. M.F. Choquet en H.J. Nussbauer : "Microcoded modem transmitters", IBM J. Res. Develop., pp. 338-251, July 1974.
3. K.I. Nordling en D.M. Walsh : "Programming a modem", Proceeding Nat. Tel. Conference, pp. 50.2-1 - 50.2-5, 1976.

4. P.J. van Gerwen, N.A.M. Verhoeckx, H.A. van Essen en W.A.M. Snijders : "Microprocessor implementation of high-speed data modems", IEEE Transactions Comm. Techn., febr. 1977.

Voordracht gehouden op 17 februari 1977 op het Natuurkundig Laboratorium Philips te Waalre tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (n° 262), de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux section IEEE.

EEN EENVOUDIGE DIGITALE KORRELATIE ONTVANGER VOOR TOONSIGNALEN

Dr.Ir. T.A.C.M. Claasen, Dr.Ir. J.B.H. Peek
Philips Natuurkundig Laboratorium, Eindhoven

Een digitale ontvanger wordt besproken die geschikt is voor het detecteren van toonsignalen. De struktuur van deze ontvanger is afgeleid van een korrelatie ontvanger. Er wordt echter gebruik gemaakt van een vereenvoudigd korrelatie principe. Het geringe aantal bewerkingen dat moet worden uitgevoerd per tijdseenheid maakt deze ontvanger erg geschikt voor integratie (L.S.I.). Behalve op het principe wordt ook op enige simulatie resultaten ingegaan.

INLEIDING

Toonsignalen worden vaak toegepast voor signaleringsdoeleinden. Voorbeelden van dergelijke toepassingen zijn de toondruktoets keuze bij de telefonie, oproepsystemen, en de zogenaamde "multi-frequency coding" (MFC) voor signalering tussen telefonie centrales.
In al deze gevallen worden een of meerdere sinusvormige signalen van diverse frekwenties na elkaar of gelijktijdig uitgezonden en moet de ontvanger deze signalen detekteren. De frekwentie set die gebruikt wordt ligt vast voor elke toepassing en de ontvanger kan worden ingesteld voor het detekteren van een van deze frekwenties.

Er is een uitgebreide literatuur over ontvangers voor toonsignalen, en ook de ontvanger die hier wordt besproken is reeds eerder beschreven [1,2]. Hier zal daarom niet al te diep op details worden ingegaan. De geïnteresseerde lezer wordt naar de aangehaalde artikelen verwezen.

Vanwege diverse redenen is gekozen voor een digitale ontvanger. Allereerst groeit het aantal toepassingen waarbij de signalen in digitale vorm worden aangeboden. In dat geval ligt het voor de hand ook de ontvanger digitaal uit te voeren. Echter, ook indien analoge signalen worden aangeboden kan een digitale ontvanger voordelen hebben ten opzichte van een analoge ontvanger. Met name vallen te noemen de mogelijkheid van kostprijsreduktie door integratie (LSI) en de eenvoudige programmeerbaarheid inherent aan digitale circuits.

KORRELATIE ONTVANGER

Uitgangspunt bij het ontwerp is de bekende korrelatie ontvanger voor toonsignalen waarvan een digitale versie is weergegeven in fig. 1. Het gedigitaliseerde ingangssignaal wordt hier in twee afzonderlijke takken gekor-

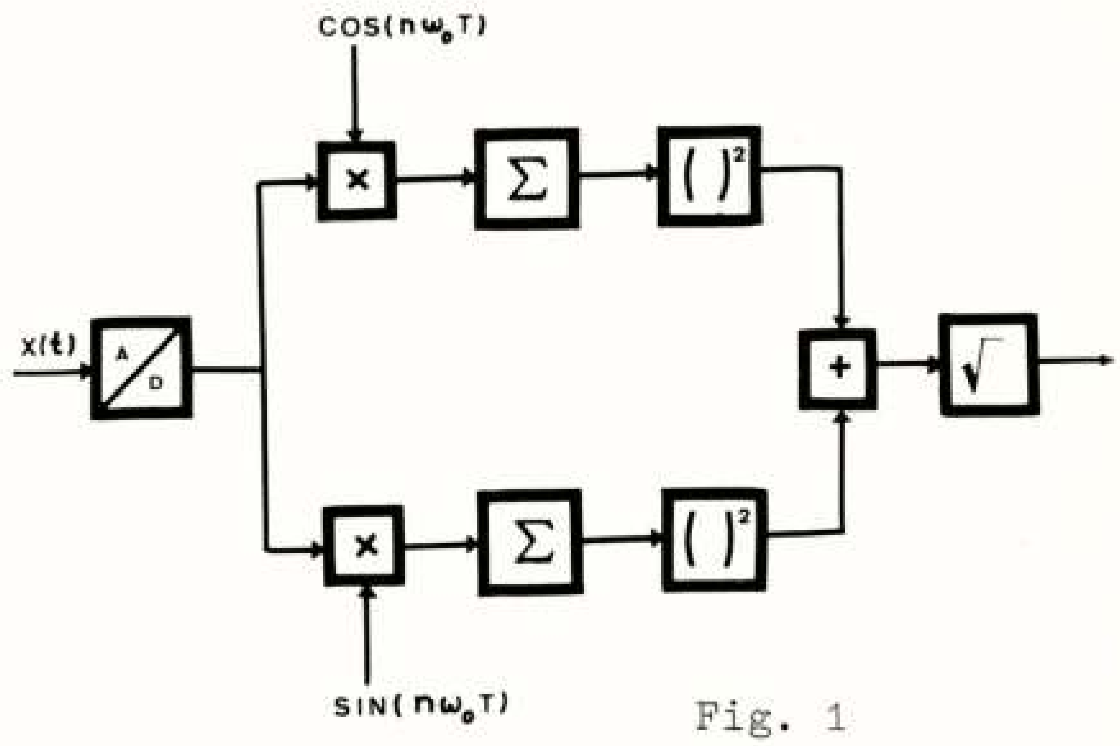


Fig. 1

releerd met respectievelijk de cosinus en de sinus van de te detekteren frekwentie.
Een digitale korrelator bepaalt de som:

$$\rho_{xy}(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)\,y(n-m) \qquad (1)$$

hetgeen, afgezien van een faktor 1/N, een schatting is van de korrelatiefunktie van de twee digitale signalen x(n) en y(n).
In de ontvanger in fig. 1 worden twee van deze korrelaties bepaald voor m=0, met x(n) het bemonsterde ingangssignaal en y(n) gelijk aan $\cos(n\omega_0 T)$ en $\sin(n\omega_0 T)$ respektievelijk. De zo gevonden waarden worden na kwadrateren opgeteld en de wortel uit deze som wordt dan vergeleken met een drempel. Detektie vindt plaats indien deze drempel wordt overschreden.
Zowel de vereiste A/D omzetting als ook de vermenigvuldigingen en accumulaties zijn tamelijk ingewikkeld. (Voor het bepalen van de wortel uit de som der kwadraten bestaan eenvoudige approximaties die verderop kort zullen worden aangeduid).
Er zal nu een korrelatie principe worden besproken

waarin deze gekompliceerde bewerkingen kunnen worden vereenvoudigd.

EENVOUDIGE KORRELATIE MET HULPFUNKTIES

Willen we een benadering maken van de funktie $\rho_{xy}(m)$ uit verg. (1) dan kan dit geschieden door gebruik te maken van hulpfunkties. Uit de signalen x(n) en y(n) worden dan eerst signalen u(n) en v(n) afgeleid volgens de betrekkingen:

$$u(n) = \mathrm{sgn}\left(x(n) + a_1(n)\right)$$
$$v(n) = \mathrm{sgn}\left(y(n) + a_2(n)\right), \qquad (2)$$

waarin de funktie sgn(x) het teken van het getal x voorstelt. Omdat dat dit teken alleen +1 of -1 kan zijn, zijn de signalen u(n) en v(n) tweewaardig (1-bit). De korrelatiefunktie $\rho_{uv}(m)$ is daardoor eenvoudig te bepalen zoals is weergegeven in fig. 2. De daarin voorkomende vermenigvuldiging kan worden verricht met een modulo-2 opteller en de accumulatie met een op-neer teller. Beide operaties zijn digitaal eenvoudig uit te voeren.

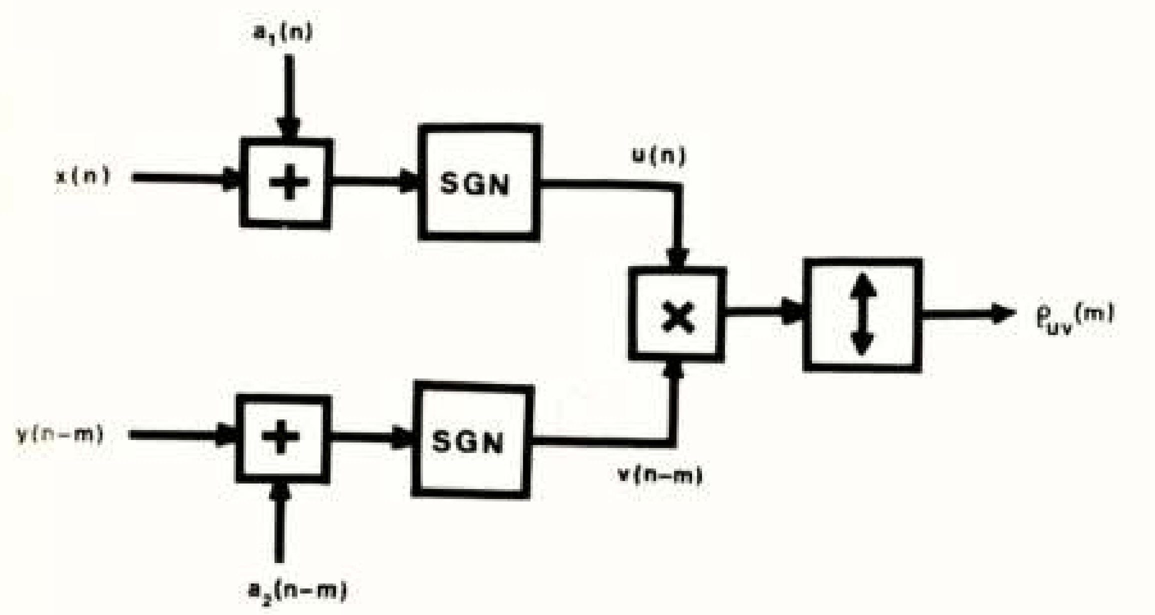
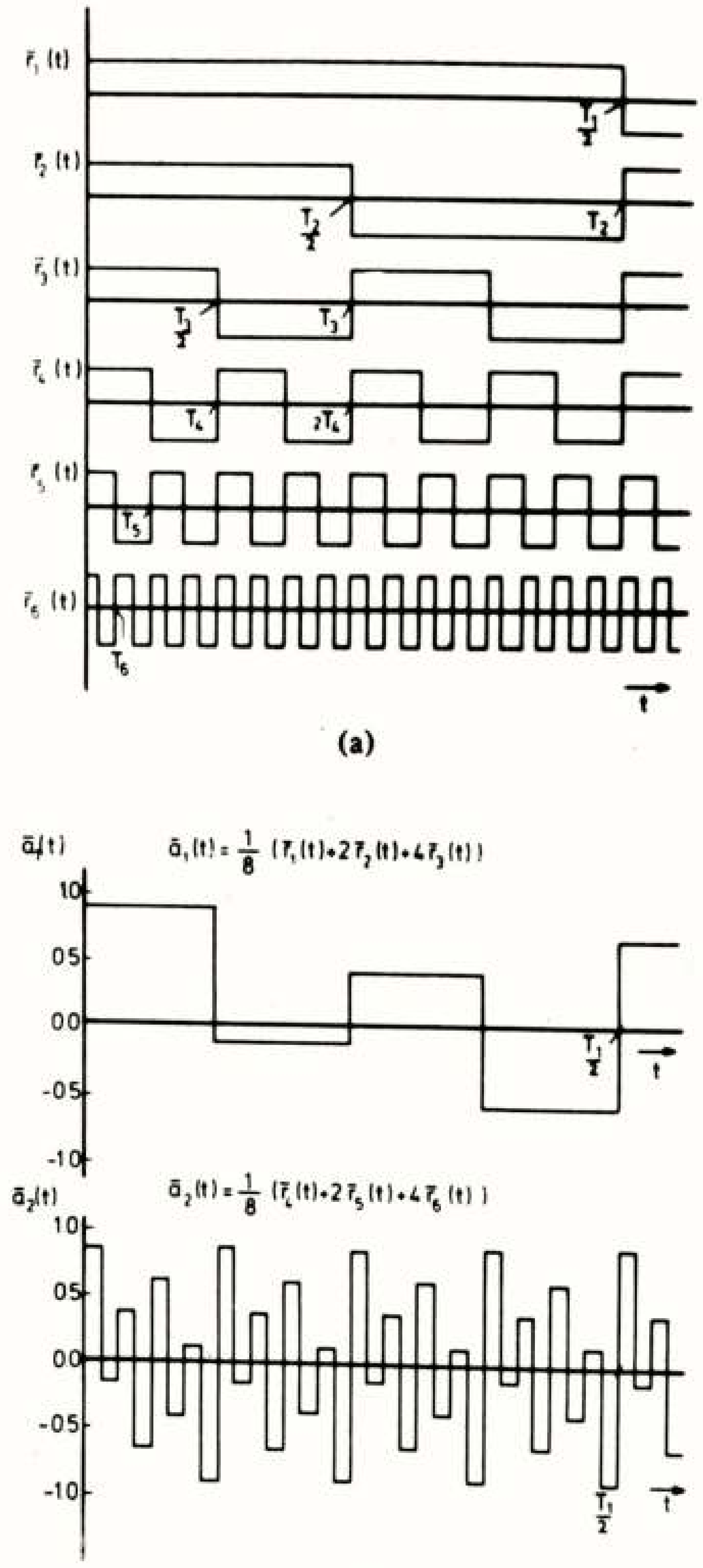


Fig. 2



(b)

Fig. 3

Willen we nu dat $\rho_{uv}(m)$ een benadering is van $\rho_{xy}(m)$ dan moeten natuurlijk de hulpfunkties $a_1(n)$ en $a_2(n)$ geschikt gekozen worden. Een mogelijke keuze voor (a_1, a_2) zijn realisaties van onafhankelijke witte ruisprocessen met uniforme amplitude verdelingsfunkties. Deze keuze is niet erg aantrekkelijk wat betreft de realisatie.

Een eveneens toegelaten en aanmerkelijk eenvoudigere keuze zijn lineaire kombinaties van Rademacher funkties. In fig. 3a zijn 6 verschillende Rademacher funkties weergegeven, en het zal duidelijk zijn dat monsters van deze funkties eenvoudig digitaal te genereren zijn.

In fig. 3b zijn twee lineaire kombinaties van Rademacher funkties aangegeven die geschikt zijn als hulpfunkties voor de korrelatie. De belangrijkste eisen die moeten worden vervuld zijn dat deze funkties geen gemeenschappelijke frekwentie komponenten mogen hebben met x(n) of y(n) en dat elke Rademacher funktie slechts in een van de hulpfunkties gebruikt mag worden. Aangetoond is [3] dat $\rho_{uv}(m)$ bij gebruik van deze hulpfunkties een benadering vormt van $\rho_{xy}(m)$ afgezien van een konstante faktor. De benadering wordt beter naarmate meer Rademacher funkties gebruikt worden in elk der lineaire kombinaties. In de praktijk blijkt dat kombinaties van drie Rademacher funkties meestal voldoende zijn.

VEREENVOUDIGDE KORRELATIE ONTVANGER

Passen we de bovenbeschreven korrelatiemethode toe op de ontvanger uit fig. 1 dan krijgen we de struktuur die is weergegeven in fig. 4.

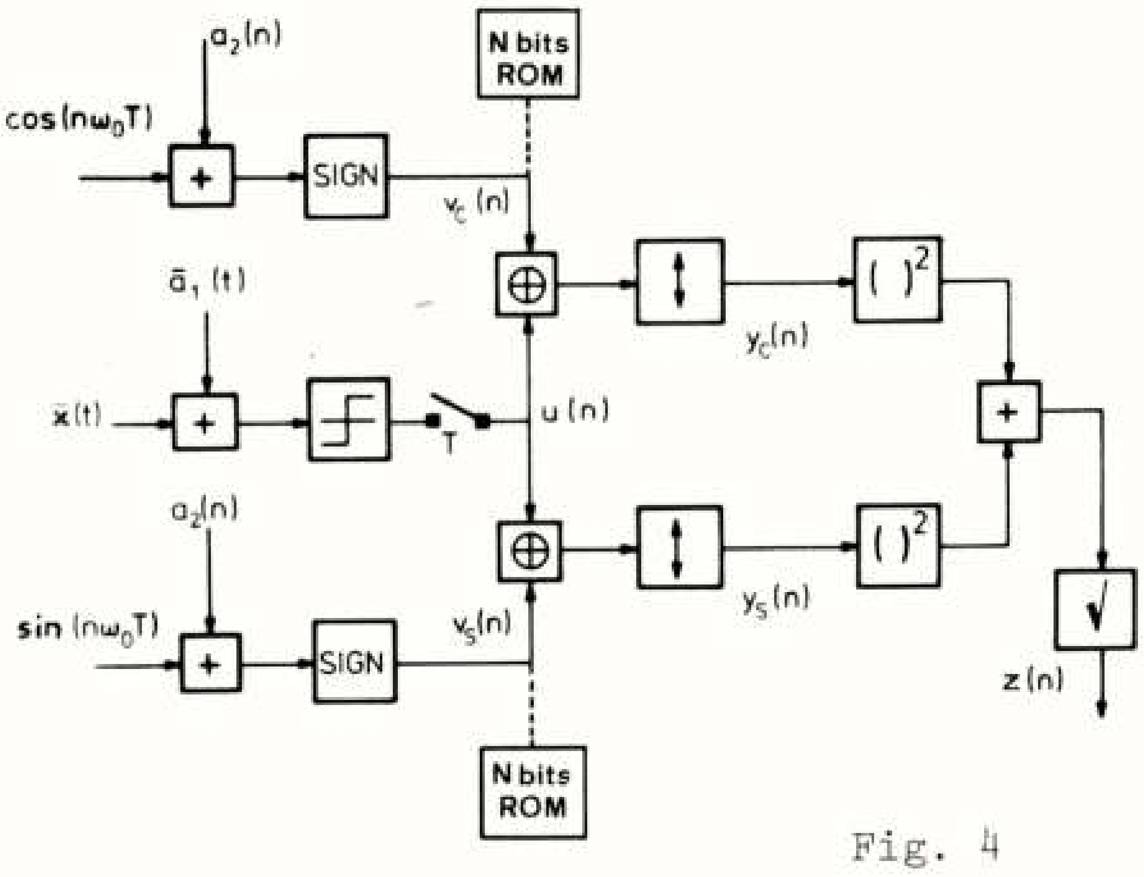


Fig. 4

Omdat het ingangssignaal analoog is verondersteld, wordt ook een analoge hulpfunktie a_1 genomen. De sgn funktie uit vergelijking (2) wordt uitgevoerd door een begrenzer, waarna één-bits digitale monsters worden genomen met bemonsterperiode T. Daarbij is 2T de periode van de hoogste orde Rademacher funktie. Op deze wijze is een tamelijk eenvoudige A/D omzetting verkregen.

In plaats van de tweewaardige signalen $v_c(n)$ en $v_s(n)$ te genereren op de in fig. 4 aangegeven wijze kunnen natuurlijk ook de benodigde N waarden van elk van deze signalen uit een geheugen worden gehaald. Deze waarden kunnen immers vooraf worden bepaald omdat ω_0 bekend is. Dit vereist dan een 2N-bits Read Only Memory (ROM) of ander geheugen zoals gestippeld is aangegeven in fig. 4.

Op deze wijze is een sterk vereenvoudigde ontvanger verkregen als we bovendien bedenken dat ook $z(n) = (y_c^2(n) + y_s^2(n))^{1/2}$ op eenvoudige wijze kan worden benaderd door

$$z'(n) = \begin{cases} |y_c(n)| + |y_s(n)|/2 & |y_c(n)| \geq |y_s(n)| \\ |y_c(n)|/2 + |y_s(n)| & |y_c(n)| < |y_s(n)|. \end{cases} \quad (3)$$

Verder hoeft deze waarde meestal alleen aan het einde van een meetperiode te worden berekend. Het zal duidelijk zijn dat de zo verkregen ontvanger slechts geschikt is voor toepassingen waarbij een vaste, niet al te lange meettijd NT vereist is. In referentie [1] zijn modificaties besproken waardoor de ontvanger ook geschikt wordt voor "kontinu bedrijf", doch hier zal daarop niet nader worden ingegaan.

FREKWENTIE SELEKTIVITEIT

Wordt aan een digitale korrelatie ontvanger als in fig. 1 die is afgestemd op frekwentie ω_0 een sinusvormig signaal aangeboden met frekwentie ω gedurende de tijd NT dan zal na afloop van deze periode het uitgangssignaal gelijk zijn aan

$$z(N) = \left| \frac{\sin \frac{N \Delta\omega T}{2}}{2 \sin \frac{\Delta\omega T}{2}} \right| \quad (4)$$

waarin $\Delta\omega = \omega - \omega_0$. De waarde van z(N)/N is als funktie van $\Delta\omega T$ uitgezet in fig. 5 voor drie verschillende waarden van N. Duidelijk zal zijn dat de selektiviteit vergroot wordt bij toenemende meettijd.

Om de invloed van de besproken vereenvoudigingen na te gaan is de korrelatie ontvanger uit fig. 4 gesimuleerd op een digitale rekenmachine met een ingestelde relatieve frekwentie $\omega_0 T = 2\pi\, 0{,}1065^{\text{rad}}$. De resultaten zijn, opnieuw voor dezelfde drie waarden van N, weergegeven in fig. 5

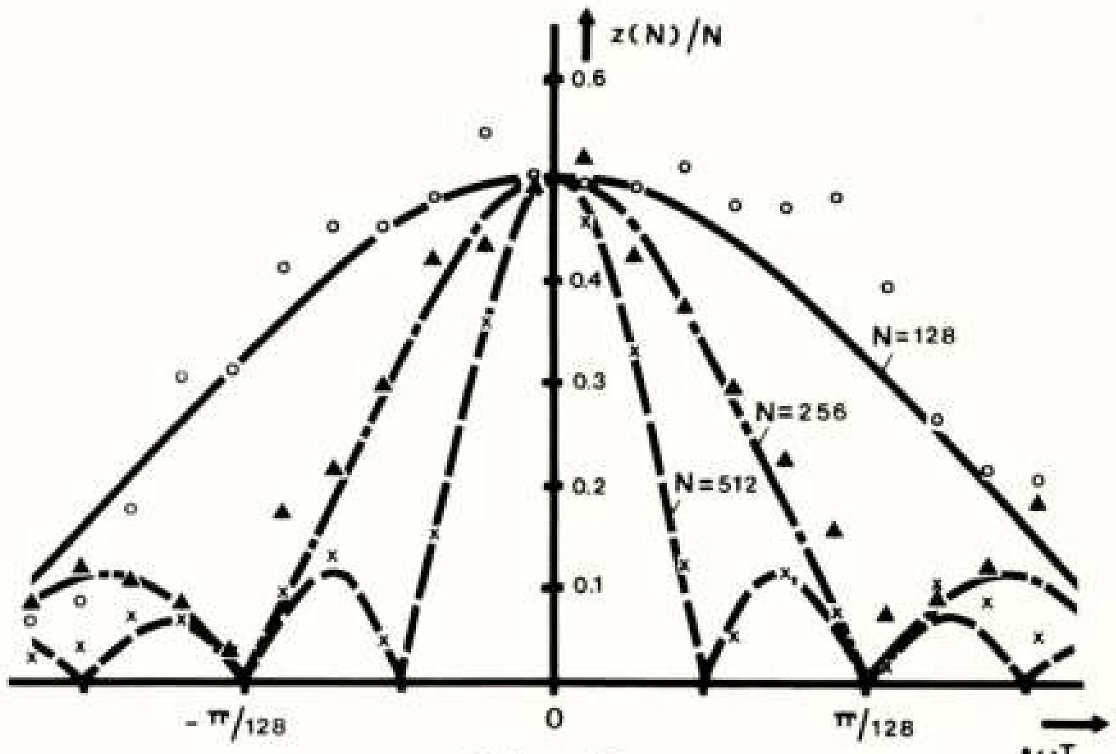


Fig. 5

Met name voor N=512 worden zeer goede resultaten bereikt.

CONCLUSIES

Een digitale ontvanger voor toonsignalen is beschreven waarvan is aangetoond dat hij kan worden opgebouwd met betrekkelijk eenvoudige digitale bouwstenen. Daardoor is deze ontvanger erg geschikt voor integratie. Op details van de uitvoering van de ontvanger is niet ingegaan omdat deze sterk zullen afhangen van de betreffende toepassing.

Uit simulaties is gebleken dat de ontvanger de gewenste werking zal vertonen mits een voldoend aantal signaal monsters bij de korrelatie wordt gebruikt.

Er zijn nog een aantal vrijheidsgraden in het ontwerp waarmee de werking in gunstige zin kan worden beïnvloed. Met name de interne bewerkingssnelheid (1/T), het aantal gebruikte Rademacher funkties en het gebruik van vensterfunkties [2] zijn van invloed op het gedrag van de ontvanger. Nadere studie is nog vereist om de invloed van deze faktoren te bepalen.

REFERENTIES

1 T.A.C.M. Claasen, J.B.H. Peek. "A digital receiver for tone detection applications". IEEE Transactions on Communications. Vol. COM-24, pp. 1291-1300. (Dec. 1976).

2 T.A.C.M. Claasen, J.B.H. Peek. "Een digitale ontvanger voor toon-detektie toepassingen". Poly-technisch Tijdschrift, Elektrotechniek, Elektronica. Jaargang 32, 1977. (Verschijnt binnenkort)

3 J.B.H. Peek. "The measurement of correlation functions in correlators using "shift-invariant independent" functions". Proefschrift TH Eindhoven, 1967. Ook in Philips Research Reports, Supplements, 1968, No. 1.

Voordracht gehouden op 17 februari 1977 op het Natuurkundig Laboratorium Philips, Eindhoven tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (no. 262), de Sektie voor Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux-Section IEEE.

ECHO CANCELLING IN TWEEDRAADS FULL-DUPLEX DATA TRANSMISSIE MET BIPOLAIRE CODERING

Ir. H.C. van den Elzen
Philips' Natuurkundig Laboratorium

A mathematical description is given of an echo canceller used in a 2-wire full-duplex data transmission system. It is shown that for a system with bipolar encoding the advantage of optimal convergence properties, as is possible in a binary system, can be achieved simply by feeding the echo canceller by a modified binary signal rather than by the bipolar signal. Results of simulations are presented confirming the theory developed. An all digital implementation of the echo canceller is discussed briefly.

INLEIDING

Voor de overdracht van data signalen via het toekomstige datanet heeft de CCITT een aantal snelheden aanbevolen[1]. Een van deze snelheden is 6400 bits/sec. Als transmissieweg zullen we in dit verhaal beschouwen de verbinding tussen abonnee en eindcentrale (< 5 km) en de verbinding tussen eindcentrale en knooppuntcentrale (< 25 km). In de laatstgenoemde verbinding kunnen Pupinspoelen voorkomen, zodat maximaal een spectrum tot ≈ 3400 Hz kan worden overgedragen. Voor de hiervoor genoemde snelheid is een minimale bandbreedte van 3200 Hz nodig indien de bitstroom binair wordt verondersteld. Dit betekent dat het beschreven transmissiemedium in principe geschikt is voor de overdracht van 6400 bits/sec in binaire vorm. Meestal echter worden in het transmissiemedium scheidingstransformatoren toegepast zodat het gewenst is, om spectrale componenten in de buurt van 0 Hz te vermijden. Een codering, die "gaten" in het spectrum maakt, is de welbekende bipolaire codering[2]. Kiezen we een bipolaire codering van de 2^e orde, dan wordt de amplitude-karakteristiek hiervan gegeven door $|F(\omega)| = |\sin\omega T|$. Voor $T = 1/6400$ sec betekent dit dus, dat "gaten" optreden bij 0 Hz en bij veelvouden van 3200 Hz. (Bij een dergelijke codering hebben we wel te maken met driewaardige signalen.)

Full-duplex transmissie wordt gewoonlijk bedreven over vierdraads-verbindingen. Over tweedraadsverbindingen is full-duplex transmissie evenwel ook mogelijk indien vorkschakelingen worden gebruikt die voldoende goed zijn afgesloten. Daar we echter te maken hebben met verschillende lengten van de verbindingen voor verschillende abonnees, is het niet mogelijk om een voldoend goede compromisafsluiting van de vorken te maken. Dit leidt dan tot een directe lek van het gezonden signaal naar de eigen ontvanger en tot echos als gevolg van impedantie-discontinuïteiten van de kabel. We kunnen derhalve stellen, dat er een overdrachtsfunctie bestaat tussen zender en eigen ontvanger. We kunnen ook zeggen dat deze overdrachtsfunctie hetzg. "echo-pad" beschrijft. Als nu een of ander netwerk met een impulsresponsie die gelijk is aan de echo-pad impulsresponsie, parallel wordt gezet aan het echo-pad en als het uitgangssignaal van dit netwerk wordt afgetrokken van het ontvangen signaal, dan zal het gewenste ontvangen signaal (van de andere zijde van de verbinding) geen echo signalen, afkomstig van het echo-pad, meer bevatten. Het netwerk waar het hier om gaat wordt een echo canceller genoemd[3]. In de praktijk kan zo'n echo canceller bestaan uit een transversaal filter met instelbare coëfficiënten. De instelling van de coëfficiënten gebeurt adaptief, d.w.z. het filter past zich geheel zelfstandig aan (lerend filter) aan zijn omgeving.

In dit verhaal wordt een mathematische beschrijving gegeven van de echo canceller in een full-duplex tweedraads-omgeving. De beschrijving wordt gevolgd door enkele simulatie-resultaten en door een korte beschrijving van een digitale implementatie van de echo canceller.

SYSTEEM BESCHRIJVING

We zullen de twee zijden van een transmissiesysteem aanduiden met westzijde en oostzijde respectievelijk. In figuur 1 is het blokschema geschetst voor de westzijde van een full-duplex 2-draadsverbinding met vork en echo canceller.

De impulsresponsie van de zender zullen we $f(t)$ noemen en het totale uitgangssignaal van de zender $d(t)$. De impuls responsie van de vork vanaf de zender naar de ontvanger noemen we $h(t)$, de echo-pad impuls responsie. Volgens figuur 1 wordt het signaal aan de ingang van de westontvanger :

$$r(t) = e(t) - \hat{e}(t) + ns(t) + n(t) \qquad (1)$$

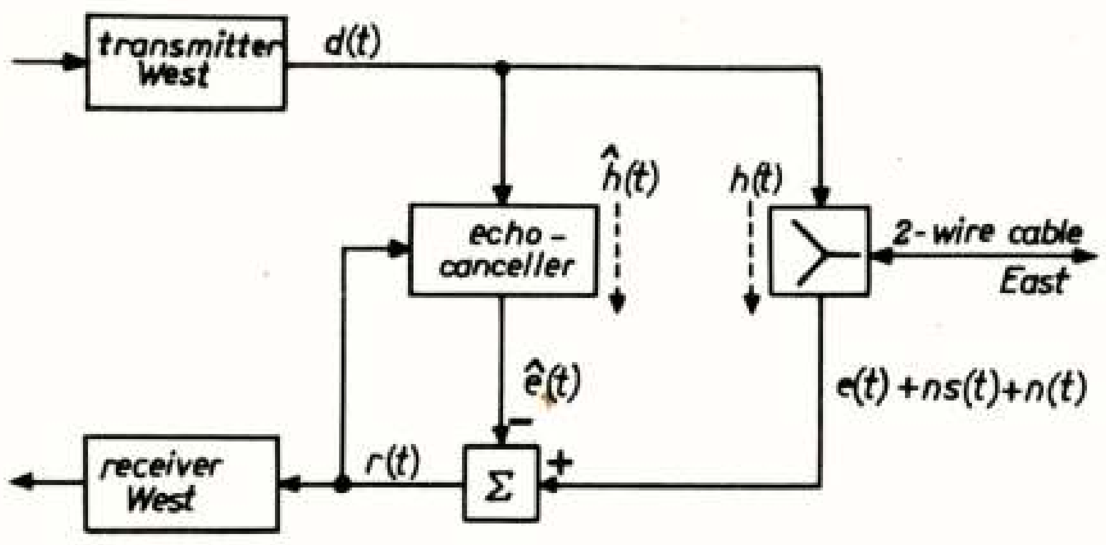


Fig. 1. Westzijde van een 2-draads full-duplex transmissiesysteem met echo canceller.

waarbij

. $e(t)$ het totale echo signaal voorstelt, bestaande uit directe lek van zender naar ontvanger en uit echos als gevolg van impedantiediscontinuïteiten van de kabel;

. $\hat{e}(t)$ het door de echo canceller nagebootste echo signaal is;

. $ns(t)$ het gewenste signaal is, afkomstig van de oostzender;

. $n(t)$ een ruissignaal is.

Het signaal $ns(t)$ in (1) is het gewenste signaal voor de ontvanger. De taak van de echo canceller is $\hat{e}(t)$ zo goed mogelijk gelijk maken aan $e(t)$, zodat $r(t)$, afgezien van de ruis $n(t)$, zo goed mogelijk gelijk wordt aan $ns(t)$. Omdat verondersteld wordt, dat de echo canceller adaptief is, is het nodig dat hij informatie binnen krijgt omtrent het verschil $e(t) - \hat{e}(t)$. Dit verschil is aanwezig in $r(t)$ en dit signaal wordt dan ook toegevoerd aan de regelingang van de echo canceller. We zien dan dat het gewenste signaal zich manifesteert als een "ruis" signaal voor de instelling van de echo canceller. De wijze waarop de echo canceller wordt ingesteld komt in het volgende hoofdstuk aan de orde.

MATHEMATISCHE BESCHRIJVING VAN DE ECHO CANCELLER

Het datasignaal aan de uitgang van de zender (fig.1) kan worden geschreven als

$$d(t) = \sum_{j=\infty}^{\infty} a_j f(t-jT), \tag{2}$$

waarin $\{a_j\}$ de datareeks met $a_j = +1$ of -1 en T de bitlengte is. Nemen we nu $g(t)$ als het convolutieproduct

$$g(t) = f(t) * h(t), \tag{3}$$

dan wordt het echosignaal

$$e(t) = \sum_{j=\infty}^{\infty} a_j g(t-jT) \tag{4}$$

De echo canceller is een transversaal filter met N-1 vertragingselementen, elk met vertraging T, en N coëfficiënten c_n. De impuls responsie van de echo canceller is dus :

$$\hat{h}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n \, \delta(t-nT) \tag{5}$$

Het nagebootste echosignaal kan dan geschreven worden als

$$\begin{aligned} \hat{e}(t) &= d(t) * \hat{h}(t) \\ &= \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_j \sum_{n=0}^{N-1} c_n f(t-jT-nT) \end{aligned} \tag{6}$$

We stellen verder, dat de impuls responsie van de oostzender naar de westontvanger gelijk is aan $x(t)$. Dan wordt het gewenste signaal aan de westontvanger

$$ns(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_j x(t-jT), \tag{7}$$

waarin b_j de datareeks van de oostzender is ($b_j = +1$ of -1).

Gewoonlijk wordt voor de minimalisatie van het residu echosignaal $e(t) - \hat{e}(t)$ een mean square error (MSE) criterium gebruikt op de bemonstertijdstippen $t = t_0 + mT$, waarbij m een geheel getal is en t_0 ligt tussen 0 en T. Vanaf dit moment zullen we de volgende verkorte schrijfwijze gebruiken : $\gamma_m = \gamma(t_0+mT)$. Op grond van het bovenstaande moeten we minimaliseren

$$\varepsilon = E\{r_m^2\} \tag{8}$$

waarbij E de mathematische verwachting voorstelt. Aangenomen wordt nu dat de elementen van de data reeksen statistisch onafhankelijk zijn en ook dat de reeksen $\{a_j\}$ en $\{b_j\}$ wederkerig statistisch onafhankelijk zijn. De ruis wordt verondersteld een wit Gaussisch proces te zijn met gemiddelde 0 en variantie σ^2 (en statistisch onafhankelijk van de data reeksen). Gebruik makend van deze veronderstellingen, kan uitdrukking (8) met de hulp van (1), (4), (6) en (7) worden geschreven als :

$$\begin{aligned} \varepsilon = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \Big[g_{m-j}^2 + x_{m-j}^2 + \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} c_n c_l f_{m-j-n} f_{m-j-l} + \\ - 2 g_{m-j} \sum_{n=0}^{N-1} c_n f_{m-j-n} \Big] + \sigma_m^2 \end{aligned} \tag{9}$$

Het is zinvol om over te gaan op de volgende (getransponeerde) vector notatie

$$\underline{c}^T = (c_0 c_1 \dots c_{N-1}) \tag{10}$$

$$\underline{v}^T = (v_0 v_1 \dots v_{N-1}) \tag{11}$$

$$\text{met } v_n = \sum_{j=-\infty}^{\infty} f_{m-j-n} g_{m-j} \; ; \; n = 0(1)N-1 \tag{12}$$

en de matrix notatie

$$R = \begin{bmatrix} r_{0,0} r_{0,1} & \cdots & r_{0,N-1} \\ \vdots & & \vdots \\ r_{N-1,0} & \cdots & r_{N-1,N-1} \end{bmatrix} \tag{13}$$

met elementen

$$r_{n,l} = r_{l,n} = \sum_{j=-\infty}^{\infty} f_{m-j-n} f_{m-j-l} ; \; \begin{cases} n = 0(1)N-1 \\ l = 0(1)N-1 \end{cases} \tag{14}$$

Gebruik makend van (10), (11) en (13) kan uitdrukking

(9) geschreven worden als :

$$\varepsilon = \underline{c}^T R \underline{c} - 2\underline{c}^T \underline{v} + Q \qquad (15)$$

waarbij

$$Q = \sum_{j=-\infty}^{\infty} (g_{m-j}^2 + x_{m-j}^2) + \sigma_m^2 \qquad (16)$$

Uit (14) volgt, dat de elementen van de matrix reëel zijn en symmetrisch (Hermite matrix). Gersho [4] heeft bewezen dat een dergelijke correlatiematrix positief definiet is, hetgeen betekent dat de kwadratische vorm (15) een convexe functie is met een uniek minimum. Dit minimum wordt eenvoudig bepaald door de afgeleide van ε naar $\underline{c}$ gelijk aan nul te stellen :

$$\underline{\text{grad}}\,\varepsilon = \frac{\partial \varepsilon}{\partial \underline{c}} = 2(R\underline{c} - \underline{v}) = \underline{0} \qquad (17)$$

De optimale waarden voor $\underline{c}$ worden dan

$$\underline{c}_{opt} = R^{-1}\underline{v} \qquad (18)$$

De matrix inversie die nodig is om tot de zg. Wiener oplossing (18) te komen is in de praktijk meestal erg moeilijk uit te voeren. Daarom wordt een gradient-methode gebruikt om iteratief de optimale coëfficiënt-waarden te bepalen. Als de coëfficiëntvector na k iteraties aangeduid wordt met $\underline{c}^{(k)}$, dan kan voor de coëfficiëntvector na k + 1 iteraties worden geschreven

$$\underline{c}^{(k+1)} = \underline{c}^{(k)} - \alpha^{(k)} \underline{\text{grad}}\,\varepsilon^{(k)} \qquad (19)$$

waarbij $\alpha^{(k)}$ een positief getal voorstelt (de iteratie-factor) en $\underline{\text{grad}}\,\varepsilon^{(k)}$ de afgeleide is van (15) naar $\underline{c}$ na k iteraties.

Voor de convergentie van $\underline{c}$ naar de optimale waarden $\underline{c}_{opt}$ zijn de iteratiefactoren $\alpha^{(k)}$ van belang. Voor elke iteratie is er een $\alpha^{(k)}$ zodanig, dat de totale convergentietijd zo kort mogelijk wordt. De optimale waarden van $\alpha^{(k)}$ worden gevonden door (19) in te vullen in (15) en door de afgeleide van $\varepsilon^{(k+1)}$ naar $\alpha^{(k)}$ gelijk aan nul te stellen. Het resultaat wordt dan

$$\alpha_{opt}^{(k)} = \frac{1}{2} \frac{\text{grad}^T \varepsilon^{(k)} . \text{grad}\,\varepsilon^{(k)}}{\text{grad}^T \varepsilon^{(k)} . R . \text{grad}\,\varepsilon^{(k)}} \qquad (20)$$

Het is duidelijk uit (20) dat voor elke iteratiestap een groot aantal berekeningen moeten worden uitgevoerd om de optimale waarden van $\alpha^{(k)}$ te bepalen. In de praktijk wordt dan ook gedurende het gehele iteratie-proces de factor α meestal constant gehouden. De convergentie moet natuurlijk gewaarborgd blijven. Dit is in elk geval zo, als

$$\varepsilon^{(k+1)} - \varepsilon^{(k)} < 0 \qquad (21)$$

Met (15), (17) en (19) leidt dit dan tot

$$\underline{\text{grad}}^T \varepsilon^{(k)} (I - \alpha R) \underline{\text{grad}}\,\varepsilon^{(k)} > 0 \qquad (22)$$

waarbij I de identiteitsmatrix is.

Als nu de eigenwaarden van de matrix R worden aangeduid met λ_n; n = 0(1)N-1, dan kan uit (22) worden aangetoond dat voor convergentie moet gelden :

$$\alpha < \min(\frac{1}{\lambda_n}) \; ; \; n = 0(1)N-1 \qquad (23)$$

De convergentiesnelheid is uiteraard niet optimaal, daar geen optimale waarden voor α worden gebruikt. Voor wat betreft deze convergentiesnelheid heeft Gersho [4] aangetoond, dat een goede praktische waarde voor α is

$$\alpha = (\lambda_{max} + \lambda_{min})^{-1} \qquad (24)$$

met λ_{max} en λ_{min} de maximale resp. de minimale eigenwaarde van de matrix R.

DE CORRELATIE MATRIX R

We bekijken nu eerst hoe de matrix R eruit zou zien, als we te maken hadden met een binair systeem. De impuls responsie van de zender is dan $\delta(t)$ en met de hulp van (14) vinden we dan R = I. In dit geval is het dan ook gemakkelijk om de optimale waarde voor α te vinden uit (20); $\alpha_{opt} = \frac{1}{2}$.

Uit (17) en (18) volgt verder : $\underline{\text{grad}}\,\varepsilon = 2(\underline{c}-\underline{v})$ en $\underline{c}_{opt} = \underline{v}$. Toepassing van (19) levert :

$$\underline{c}^{(1)} = c^{(0)} - \tfrac{1}{2}.2(\underline{c}^{(0)} - \underline{v}) = \underline{v} \qquad (25)$$

Dus na één iteratie wordt, in dit geval, reeds de optimum coëfficiëntvector gevonden, onafhankelijk van de beginwaarde van deze vector.

Bij de bipolaire codering van orde 2, wordt de impuls responsie van het lineaire gedeelte van de zender,

$$f(t) = \delta(t) - \delta(t-2T) \qquad (26)$$

Met (26) en (14) vinden we dan eenvoudig de elementen van de matrix R :

$$r_{n,l} = 2\delta_{n,l} - \delta_{n,l+2} - \delta_{n+2,l} \qquad (27)$$

waarbij

$\delta_{i,j} = \begin{cases} 1; i = j \\ 0; i \neq j \end{cases}$, is de Kroncker delta.

De matrix R wordt derhalve :

$$R = \begin{bmatrix} 2 & 0 & -1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 2 & 0 & -1 & 0 & & \vdots \\ -1 & 0 & 2 & 0 & -1 & & \vdots \\ 0 & -1 & 0 & 2 & 0 & & \vdots \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 2 & & \vdots \\ \vdots & & & & & & \vdots \\ 0 & \cdots & & & & & 2 \end{bmatrix} \qquad (28)$$

De eigenwaarden van zo'n matrix werden afgeleid door Chang[5]. Het resultaat is, dat de som van de maximum en minimum eigenwaarde ongeveer 4 is. Volgens (24) hebben we dan $\alpha = \frac{1}{4}$. Zoals reeds gezegd is deze α niet optimaal en er zullen meerdere iteraties nodig zijn om de optimale waarde van de coëfficiëntvector te vinden. De convergentie-snelheid voor een bipolair systeem is dus kleiner dan voor een binair systeem, als beide systemen volgens fig.1 zijn opgezet.

PRAKTISCHE INTERPRETATIE

Het zendgedeelte van een systeem met bipolaire codering bestaat uit een binaire modulo-2 transformatie om foutenpropagatie in het ontvanggedeelte te voorkomen, en een lineaire operatie voor de spectrumbeheersing. Als we het convergentievoordeel van een binair systeem beschouwen, kunnen we ons afvragen of het misschien mogelijk is om dit voordeel ook te behalen bij een bipolair systeem. Het antwoord is ja, immers, als we het binaire signaal na de modulo-2 transformatie aan de echo canceller toevoeren, i.p.v. het ternaire signaal na de lineaire operatie, dan kan in alle formules vanaf (5) de impuls responsie f(t) vervangen worden door δ(t) en daardoor verkrijgen we voor R weer de identiteitsmatrix.

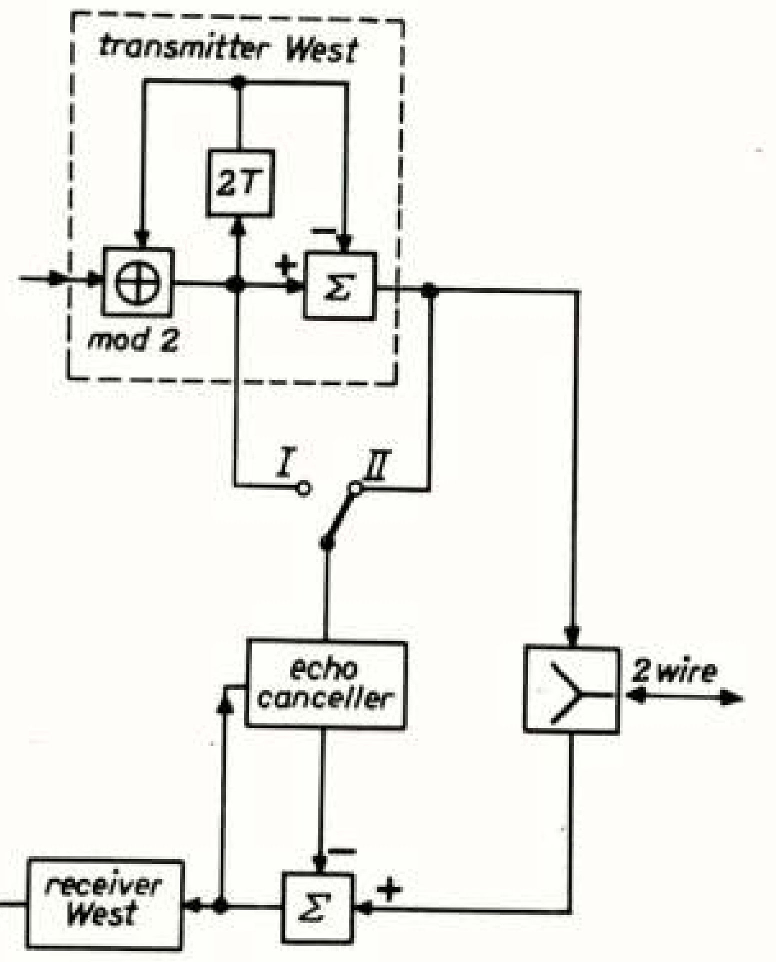


Fig. 2. Westzijde van een 2-draads full-duplex bipolair gecodeerd data transmissiesysteem met echo canceller.

Dus, hoewel we bezig zijn met een bipolair transmissiesysteem, gebruiken we toch het convergentievoordeel van een binair systeem. In figuur 2 is weer de westzijde weergegeven van een full-duplex 2-draads systeem met bipolaire codering. Met de schakelaar in positie II wordt aan de echo canceller het bipolaire signaal toegevoerd (we zullen dit geval "Bip cancel" noemen), zodat (28) geldt. Met de schakelaar in positie I wordt aan de echo canceller het getransformeerde binaire signaal toegevoerd (dit geval zal "canceller" genoemd worden). Hier hebben we dus te maken met de identiteitsmatrix, met de mogelijkheid tot optimale α.

In de mathematische beschrijving werd de gradientvector exact bekend verondersteld. In de praktijk echter is dit niet mogelijk, aangezien de "mathematische verwachting" benaderd dient te worden door een tijdgemiddelde, zodat (8) verandert in

$$\varepsilon = \frac{1}{K}\sum_{m=1}^{K} r_m^2 \qquad (29)$$

met K een (groot) getal dat aangeeft hoeveel bits gebruikt worden voor de middeling, en

$$r_m = \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_j g_{m-j} - \sum_{n=0}^{N-1} c_n \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_j f_{m-j-n} + \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_j x_{m-j} + n_m \qquad (30)$$

De afgeleide van ε naar de i^e coëfficiënt c_i, i=0(1)N-1 wordt dan met (29) en (30)

$$\text{grad}_i\,\varepsilon = \frac{\partial\varepsilon}{\partial c_i} = -\frac{2}{K}\sum_{m=1}^{K} r_m \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_j f_{m-j-i} \qquad (31)$$

De laatste uitdrukking zegt ons, dat een benadering van de gradient wordt verkregen door het ontvangen signaal r_m te correleren met de vertraagde versies van het ingangssignaal aan de echo canceller. Het blokschema van de echo canceller wordt dan zoals in figuur 3 aangegeven.

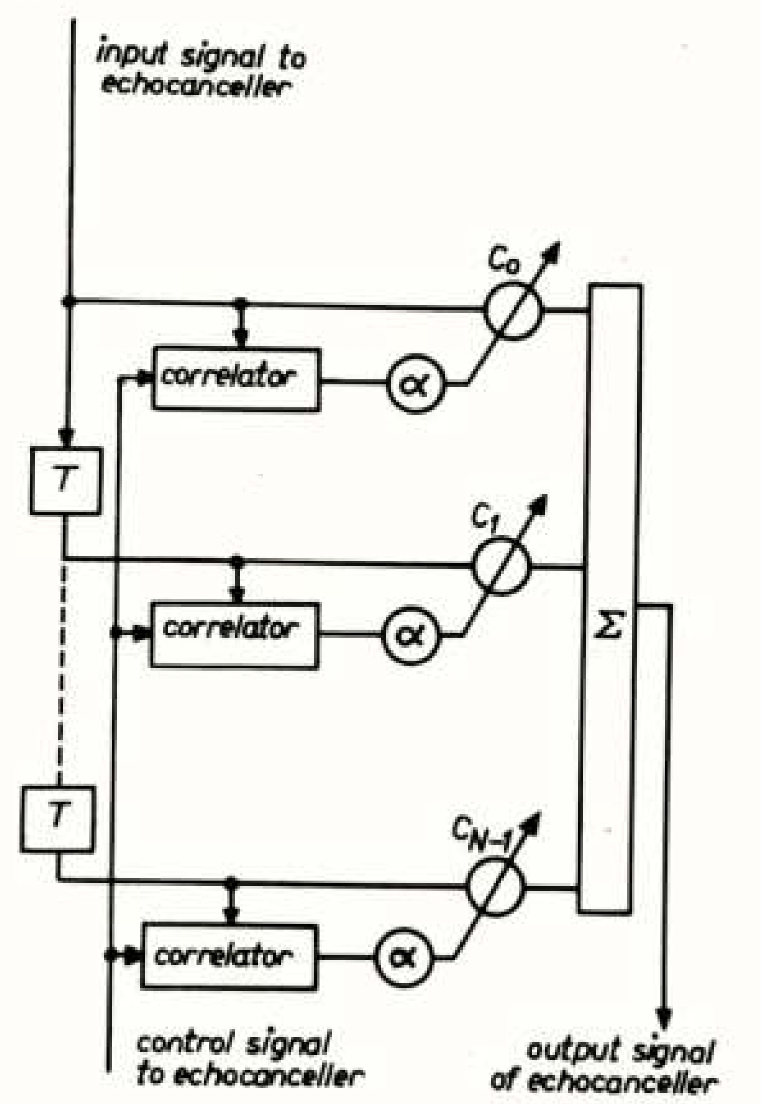


Fig. 3. Basisstructuur van de echo canceller.

VOORBEELD MET EEN COEFFICIENT

Een eenvoudig voorbeeld met slechts één coefficient moge de voorgaande theorie verduidelijken.
We nemen (overeenkomstig (15)) :

$$\varepsilon = c^2 - 4c + 5 \qquad (32)$$

Het minimum van ε wordt gevonden via $\frac{d\varepsilon}{dc} = 2c - 4 = 0$; opwel $c_{opt} = 2$ en $\varepsilon_{min} = 1$.
Met de gradient-methode wordt het optimum van de coëfficiënt iteratief gezocht volgens (19) :

$$c^{(k+1)} = c^{(k)} - \alpha^{(k)}\,(2c^{(k)} - 4) \qquad (33)$$

Substitutie van (33) in (32) levert :

$$\varepsilon^{(k+1)} = \varepsilon^{(k)} + \alpha(\alpha-1)\,(2c^{(k)}-4)^2 \qquad (34)$$

Uit (34) is eenvoudig te vinden dat $\varepsilon^{(k+1)}-\varepsilon^{(k)} < 0$, als $0 < \alpha < 1$, met $\alpha_{opt} = \frac{1}{2}$ (vergelijk ook (20) en (23)). In de figuren 4 en 5 zijn $c^{(k)}$ resp. $\varepsilon^{(k)}$ uitgezet tegen het aantal iteraties k met als parameter de iteratiefactor α (de punten zijn onderling verbonden door rechte stippellijnen).

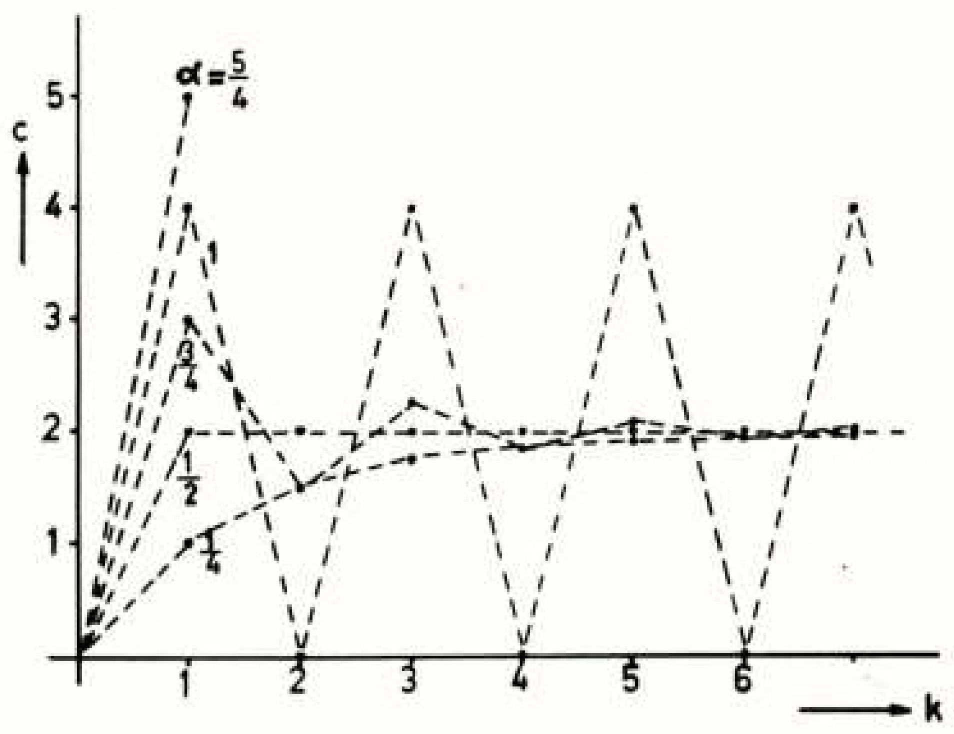


Fig. 4. Het verloop van de coëfficiëntwaarde tegen het aantal iteraties met α als parameter.

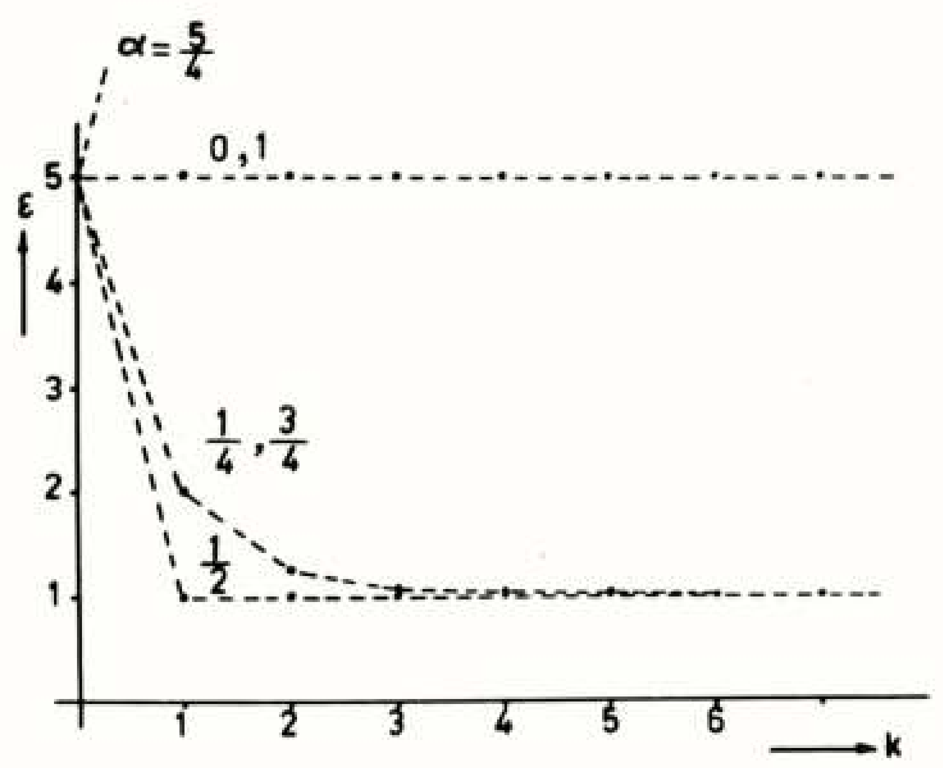


Fig. 5. Het verloop van ε tegen het aantal iteraties met α als parameter.

Om na te gaan wat er gebeurt als de gradient niet exact gelijk genomen wordt aan $(2c^{(k)}-4)$ werd een verstoring aangebracht na de eerste iteratie :
$(\text{grad}\varepsilon^{(1)})' = \text{grad}\varepsilon^{(1)}+1$. In figuur 6 is aangegeven hoe deze verstoring uitwerkt op het verloop van $\varepsilon^{(k)}$. We constateren, dat door het nemen van een verkeerde gradient een tijdelijke divergentie optreedt in het verloop van ε . We zien ook, dat de verstoring ernstiger is naarmate α groter is (vergelijk bv. het verloop voor $\alpha = \frac{1}{4}$ en $\alpha = \frac{3}{4}$ in fig. 5 en fig. 6). Doordat in een praktische realisatie de gradient verkregen wordt door (eindig) correleren en derhalve slechts een benadering van de werkelijke gradient is, zullen praktijkcurves een soortgelijk karakter hebben als die in fig. 6.

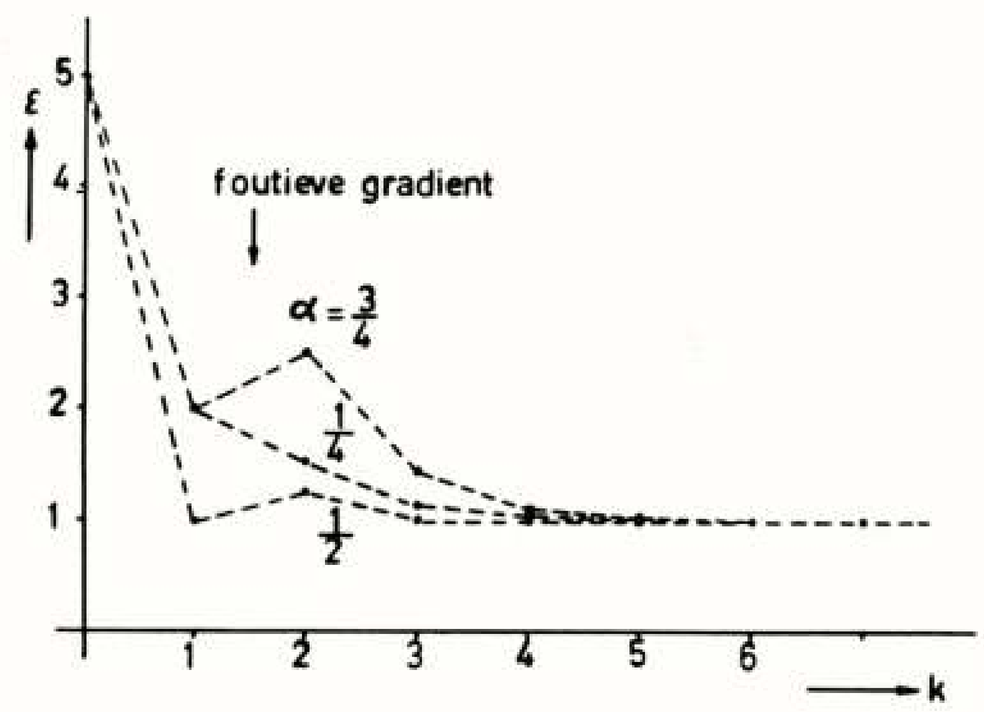


Fig. 6. Het verloop van ε tegen het aantal iteraties met α als parameter. Na één iteratie wordt een fout in de gradient verondersteld.

SIMULATIE-RESULTATEN

Een typische impuls responsie x(t) voor een systeem met bipolaire codering is gegeven in figuur 7. De totale echo impuls responsie g(t) is eveneens in de figuur weergegeven. Voor de simulaties werd als bemonstertijdstip $t_0 = \frac{T}{2} + mT$ genomen. Het aantal coëfficiënten van de echo

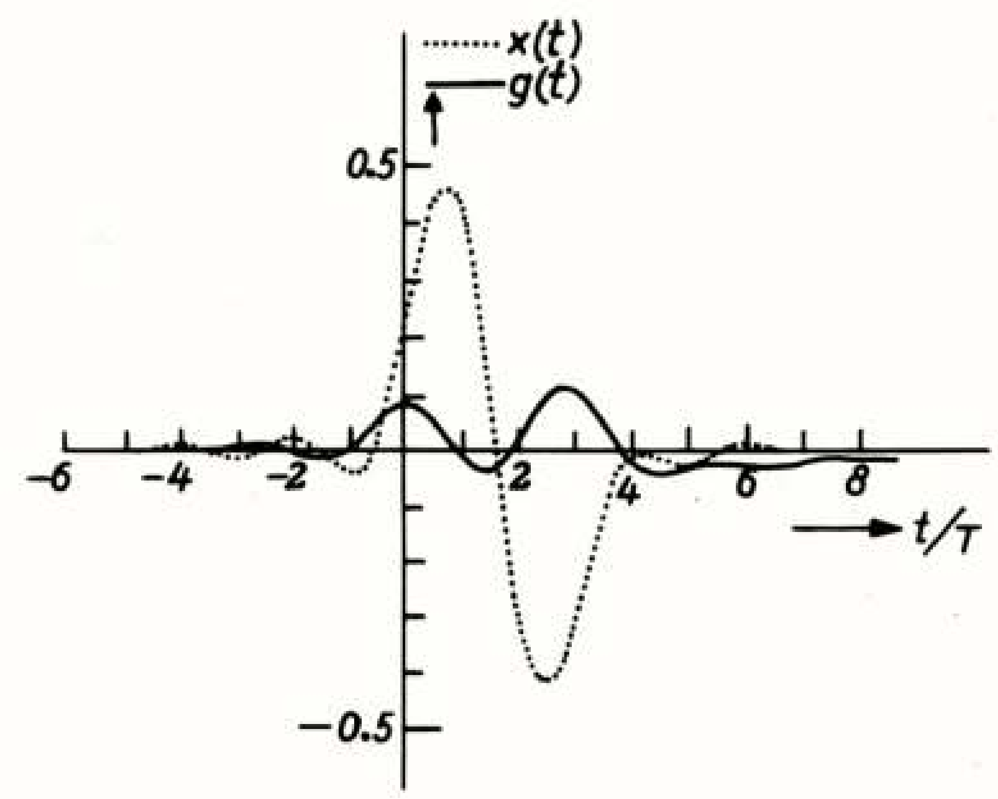


Fig. 7. Impuls responsies van :
. het gewenste signaal (x(t));
. het ongewenste echo signaal (g(t)).

canceller was N = 16 en de ruis werd verondersteld niet aanwezig te zijn. Gebruik makend van (19) en (31) werd ε berekend volgens (29) met α als parameter. Voor de datareeksen $\{a_j\}$ en $\{b_j\}$ werden verschillende pseudo-random reeksen gebruikt.
Figuur 8 geeft enkele (genormaliseerde) resultaten weer in het geval van simplex transmissie, ofwel ns(t)=0; alleen de westzijde zendt. Voor de bepaling van de gradient werd gecorreleerd over 300 bitintervals. We zien, dat voor "Canceller" (positie I van de schakelaar in fig.2) met $\alpha = \frac{1}{2}$ na één iteratie het minimum van ε nagenoeg is bereikt, d.w.z. een correlatietijd over 300 bits

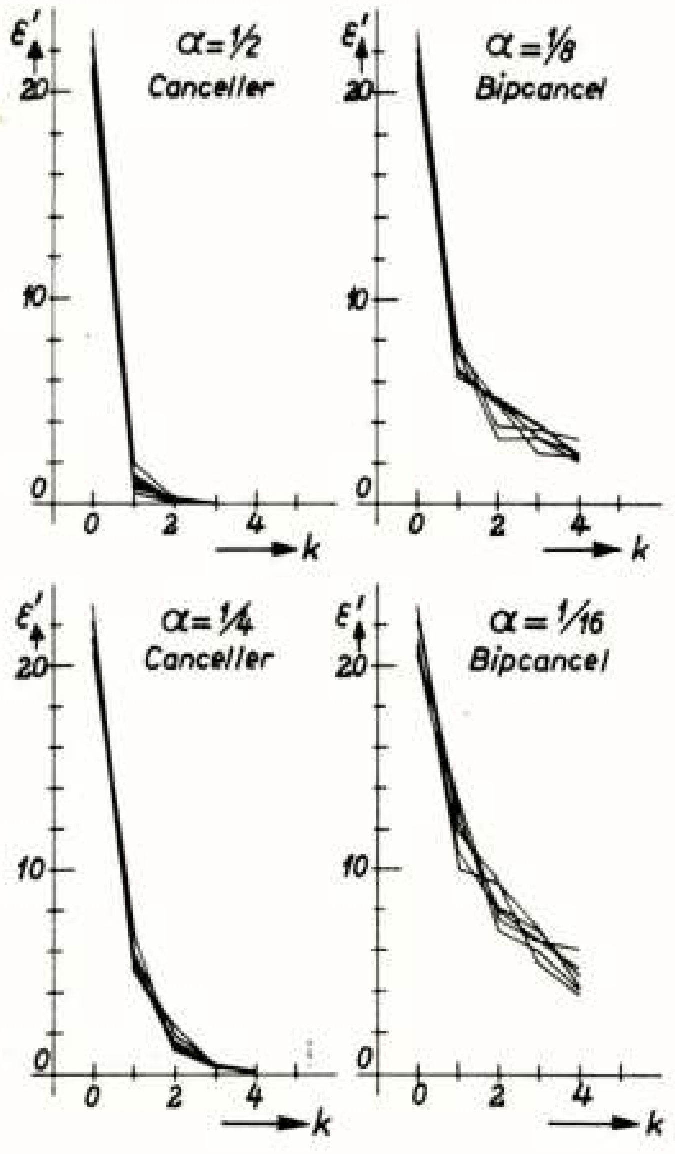


Fig. 8. Simplex transmissie : genormaliseerde mean square error tegen het aantal iteraties met 300 bitintervals per iteratie.

is in het simplex geval voldoende lang om een goede schatting van de gradient te maken. Voor $\alpha = \frac{1}{4}$ convergeert het systeem langzamer naar zijn eindwaarde, zoals te verwachten was.

Simulaties met $\alpha = \frac{1}{4}$ voor "Bipcancel" (positie II van de schakelaar in fig. 2) resulteerden bij een correlatietijd over 300 bits in een verloop dat soms nog tijdelijk divergentie vertoonde, alhoewel het geheel convergeerde. Voor "Bipcancel" moet daarom de correlatietijd langer worden genomen of zoals in fig. 8 de waarde van α kleiner. In figuur 9 worden enkele (genormaliseerde) resultaten getoond voor full-duplex transmissie met een correlatietijd over 2400 bitintervals. Voor "Canceller" met $\alpha = \frac{1}{2}$ daalt ε na een iteratie tot een bepaald niveau, doch volgende iteraties geven geen verdere daling te zien. Dit betekent, dat een correlatietijd over 2400 bits hier nog niet voldoende is. Een langere correlatietijd is gewenst, òf een kleinere α ,zoals bv. $\alpha = \frac{1}{4}$. Voor "Bipcancel" werd weer genomen $\alpha = \frac{1}{8}$ resp. $\frac{1}{16}$.

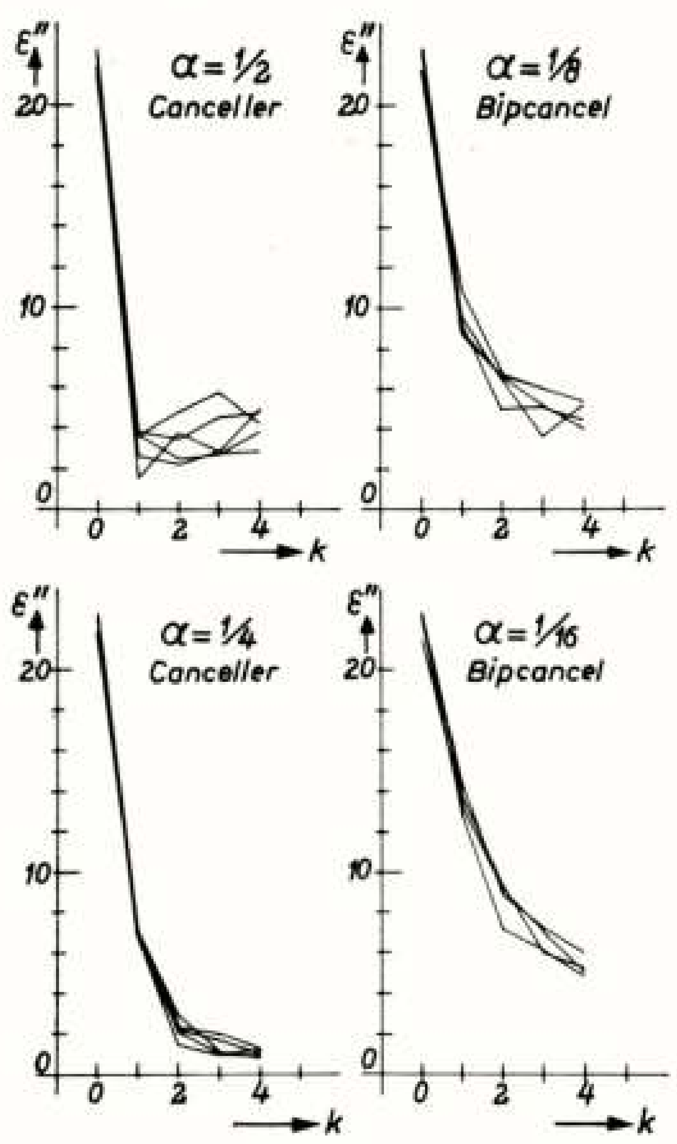


Fig. 9. Full-duplex transmissie: genormaliseerde mean square error tegen het aantal iteraties met 2400 bitintervals per iteratie.

Uit de figuren 8 en 9 blijkt, dat de convergentiesnelheid voor "Canceller" altijd beter is dan voor "Bipcancel", hetgeen een bevestiging is van de theorie.

EEN DIGITALE IMPLEMENTATIE VAN DE ECHO CANCELLER

In figuur 10 wordt een blokschema getoond van een digitaal uitgevoerde echo canceller volgens het in dit verhaal beschreven principe. Omdat volgens figuur 3 een groot aantal correlatoren nodig is, werd gekozen voor een

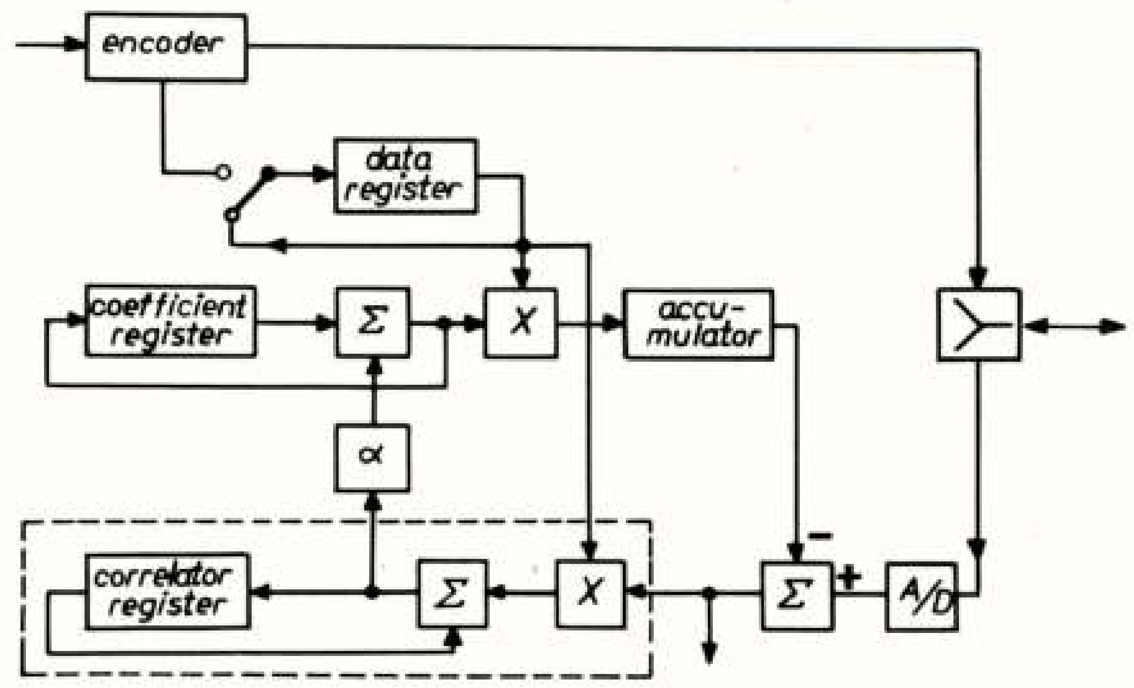


Fig. 10. Digitale implementatie van de echo canceller.

sequentiële structuur, zodat slechts één vermenigvuldiger en accumulator nodig is, die voor alle correlatoren worden gebruikt. Voor N coëfficiënten en derhalve N correlatoren betekent dit dat de interne snelheid van het apparaat N keer hoger is dan nodig zou zijn voor de parallelstructuur volgens fig. 3. In elk bitinterval T komt een nieuwe data-sample binnen in het dataregister. Dit register is uitgevoerd als een recirculerend register met lengte N en een schuiffrequentie N/T. De coëfficiënten schuiven met dezelfde frequentie in het coëfficiëntenregister, dat eveneens een recirculerend register is. Als de coëfficiënten worden opgeslagen als M bit seriewoorden is de interne schuiffrequentie van het coëfficiëntenregister gelijk aan M.N/T. In één bitinterval T verschijnen er dus N data-samples en N coëfficiënten aan de uitgangen van de registers. Ze worden met elkaar vermenigvuldigd en daarna opgeteld in de accumulator. Aan het einde van elk bitinterval is er zodoende een echo-sample benaderd. De benaderde echo-samples worden afgetrokken van de ontvan-

gen signaal-samples, die verkregen worden uit het ontvangen signaal via een A/D omzetter (bemonsterfrequentie $\frac{1}{T}$). Het uitgangssignaal van de aftrekker wordt naar de correlator gevoerd (één waarde per bitinterval). De andere ingang van de correlator is het uitgangssignaal van het dataregister (N samples per bitinterval). De correlator vermenigvuldigt beide signalen en telt de producten op bij de reeds aanwezige waarden. Na K bitintervals wordt het uitgangssignaal van het correlatorregister vermenigvuldigd met α en het $(K+1)^e$ bitinterval wordt gebruikt om de N coëfficiënten in het coëfficiëntenregister te veranderen volgens (19) en om het correlatorregister weer op nul te zetten.

De echo canceller is gebouwd met N = 32 coëfficiënten. De interne verwerking geschiedt met M = 16 bits, wat leidt tot een snelheid van 3,2 MHz voor 6400 bits/sec. De correlatietijd is instelbaar voor 2^8, 2^9, 2^{10} of 2^{11} bitintervals, terwijl de factor α instelbaar is voor de waarden 2^{-1}, 2^{-2}, 2^{-3} en 2^{-4}.

CONCLUSIES

In dit verhaal werd een data transmissiesysteem met bipolaire codering behandeld, waarmee het mogelijk is om 6400 bits/sec over te dragen via gepupiniseerde verbindingen. Om full-duplex te kunnen werken over 2 draden, werd het systeem voorzien van een echo canceller, waarvan een mathematische beschrijving werd gegeven. Met deze beschrijving was het mogelijk om te bewijzen dat, als de echo canceller gevoed wordt met het bipolaire signaal, de convergentiesnelheid altijd lager is dan zij zou zijn in een binair systeem. Als echter de echo canceller gevoed wordt door het binaire signaal direct na de niet-lineaire transformatie die de bipolaire codering voorafgaat, dan kunnen dezelfde convergentieeigenschappen worden behaald als in een binair systeem.

De theorie werd bevestigd door computersimulaties en middels een praktisch gerealiseerd model van de echo canceller in digitale vorm.

REFERENTIES

(1) CCITT Revised recommendation X.1, "International User classes of service in public data networks"; Study group VII, Geneva 1976.

(2) P.J. van Gerwen, "On the generation and application of pseudo-ternary codes in pulse transmission"; Philips Res. Repts., Vol. 20, 1965, pp. 469-484.

(3) V.G. Koll and S.B. Weinstein, "Simultaneous two-way data transmission over a two-wire circuit"; IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-21, 1973, pp. 143-147.

(4) A. Gersho, "Adaptive equalization of highly dispersive channels for data transmission"; B.S.T.J., Vol. 48, 1969, pp. 55-70.

(5) R.W. Chang, "A new equalizer structure for fast start-up digital communication"; B.S.T.J., Vol.50, 1971, pp. 1969-2014.

Het in dit verhaal beschreven werk kwam tot stand in samenwerking met de heren P.J. van Gerwen en W.A.M. Snijders.

Voordracht gehouden op 17 februari 1977 op het Natuurkundig Laboratorium Philips te Waalre tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (n° 262), de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux section IEEE.

EEN OVERZICHT VAN NIET-LINEAIRE EFFECTEN IN REKURSIEVE DIGITALE FILTERS

Dr.Ir. T.A.C.M. Claasen, Dr.-Ing. W.F.G. Mecklenbräuker, Dr.Ir. J.B.H.Peek
Philips Natuurkundig Laboratorium, Eindhoven

Een overzicht wordt gegeven van kwantisatie en overloop effecten in rekursieve digitale filters die werken met vaste komma getallen representatie. Een aantal structuren die zijn voorgesteld voor het voorkomen of reduceren van limiet-cycli en overloop verschijnselen worden besproken.

INLEIDING

Bij de realisatie van elk rekursief digitaal filter is het noodzakelijk twee verschillende niet-lineaire bewerkingen uit te voeren.

1) Kwantisatie, die moet worden uitgevoerd om de woordlengte van de signalen die is toegenomen na bijvoorbeeld een vermenigvuldiging weer op de oude waarde terug te brengen.
2) Overloop nietlineariteiten die de signalen zodanig moeten beperken dat ze in absolute waarde nooit groter kunnen worden dan het maximale getal dat kan worden voorgesteld in de gekozen getallen representatie.

Beide niet-lineaire bewerkingen zijn noodzakelijk doch introduceren ongewenste effecten in het digitale filter. Deze effecten zijn uitvoerig beschreven in de literatuur [1,2,3], en enkele ervan zullen hier nader worden toegelicht. Verder zal worden ingegaan op enige methoden die zijn ontwikkeld om deze ongewenste verschijnselen te verminderen of te elimineren.
In dit artikel zullen we ons voornamelijk concentreren op een tweede orde rekursief digitaal filter, en de zogenaamde "wave digital filters (WDF)". WDF's zijn reeds in de door Prof. Fettweis gegeven presentatie aan de orde geweest. Het tweede orde filter (2e orde sektie) is een standaard bouwblok waaruit hogere orde filters kunnen worden opgebouwd, en is daarom erg belangrijk.

Er zijn diverse structuren bekend voor de opbouw van deze 2e orde sektie. Het rekursieve deel van een veel gebruikte structuur is dat uit fig. 1.
In deze figuur zijn de mogelijke plaatsen voor de kwantisatoren (Q) en de overloop nietlineariteiten (P) aangegeven. Voor de nietlineaire effecten die hier zullen worden besproken zijn alleen de nietlineariteiten van belang die in het rekursieve deel (terug-

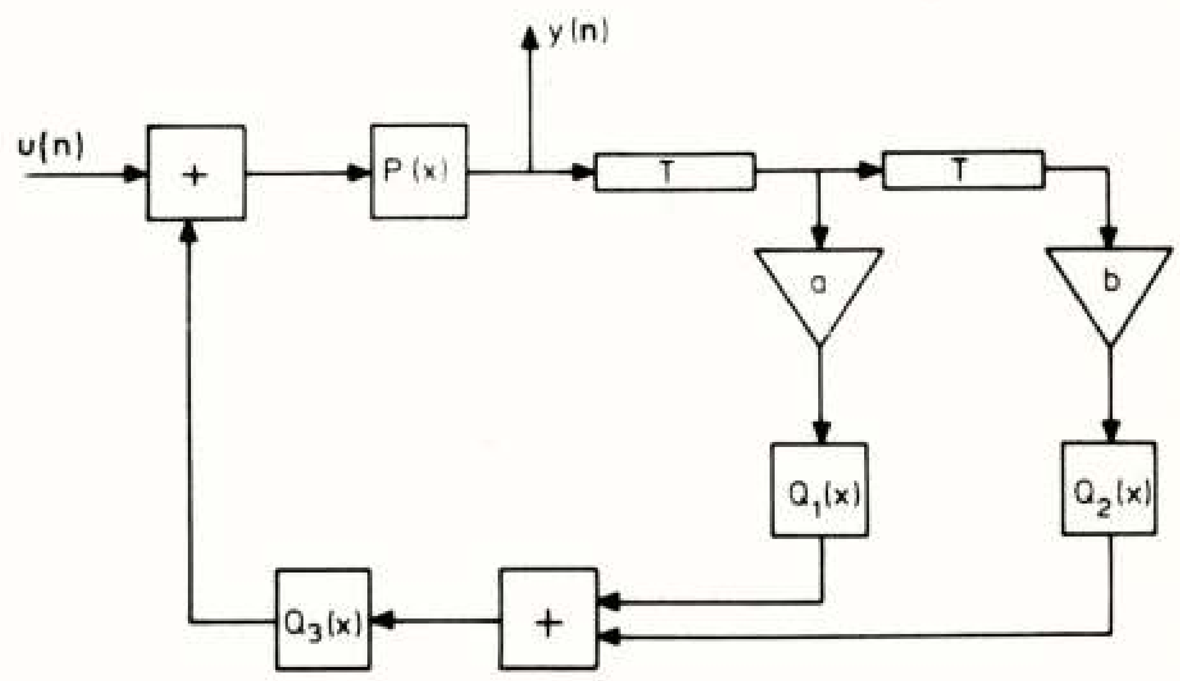


Fig. 1

koppel lussen) aanwezig zijn.
Voor de plaatsing van de kwantisatoren zijn er dan twee verschillende mogelijkheden: a) direkt na de vermenigvuldigingen doch voor de optelling ($Q_3(x)=x$), b) na de optelling ($Q_1(x)=Q_2(x)=x$).
Verder kan de kwantisatie nog op diverse manieren worden uitgevoerd. Twee van deze manieren zijn weergegeven in fig. 2. Bij afronden (fig. 2a) wordt het dichtsbijzijnde getal genomen, bij afhakken (fig. 2b) worden de overtollige bits eenvoudig weggelaten.
Na optelling van de getallen ay(n-1), by(n-2) en u(n) is het mogelijk dat deze som groter is geworden dan het maximale woord dat in het register past. In dat geval wordt door de nietlineariteit P een ander getal afgeleverd dat wel in het register past. Ook hiervoor zijn er weer diverse mogelijkheden, waarvan er drie zijn geschetst in fig. 3.
Het eenvoudigste is natuurlijk om de overloop veroorzakende bits maar weg te laten (fig. 3c) of het signaal bij overloop nul te stellen (fig. 3b). Het zal blijken dat deze oplossingen aanleiding kunnen geven tot niet gewenste verschijnselen. Daarom zijn andere oplossingen voorgesteld zoals de verzadigings

nietlineariteit uit fig. 3a.

LIMIET CYCLI

Limiet cycli(l.c.) zijn periodieke trillingen die kunnen ontstaan in digitale filters als gevolg van de niet-lineaire bewerkingen in het rekursieve deel bij afwezigheid van een ingangssignaal $(x(n)\equiv 0)$. Te onderscheiden zijn l.c. die worden veroorzaakt door de kwantisatie en l.c. afkomstig van de overloop. Deze laatste worden meestal overloop oscillaties genoemd en zullen later aan de orde komen.
In fig. 4 zijn 16 verschillende l.c. weergegeven die zijn gevonden in een 2e orde sectie als in fig. 1, met één afrondingskwantisator. Ze zijn gevonden door het filter telkens te starten met andere beginvoorwaarden (inhouden van de registers). De grootste l.c. heeft een amplitude van 90 kwantisatie stappen.

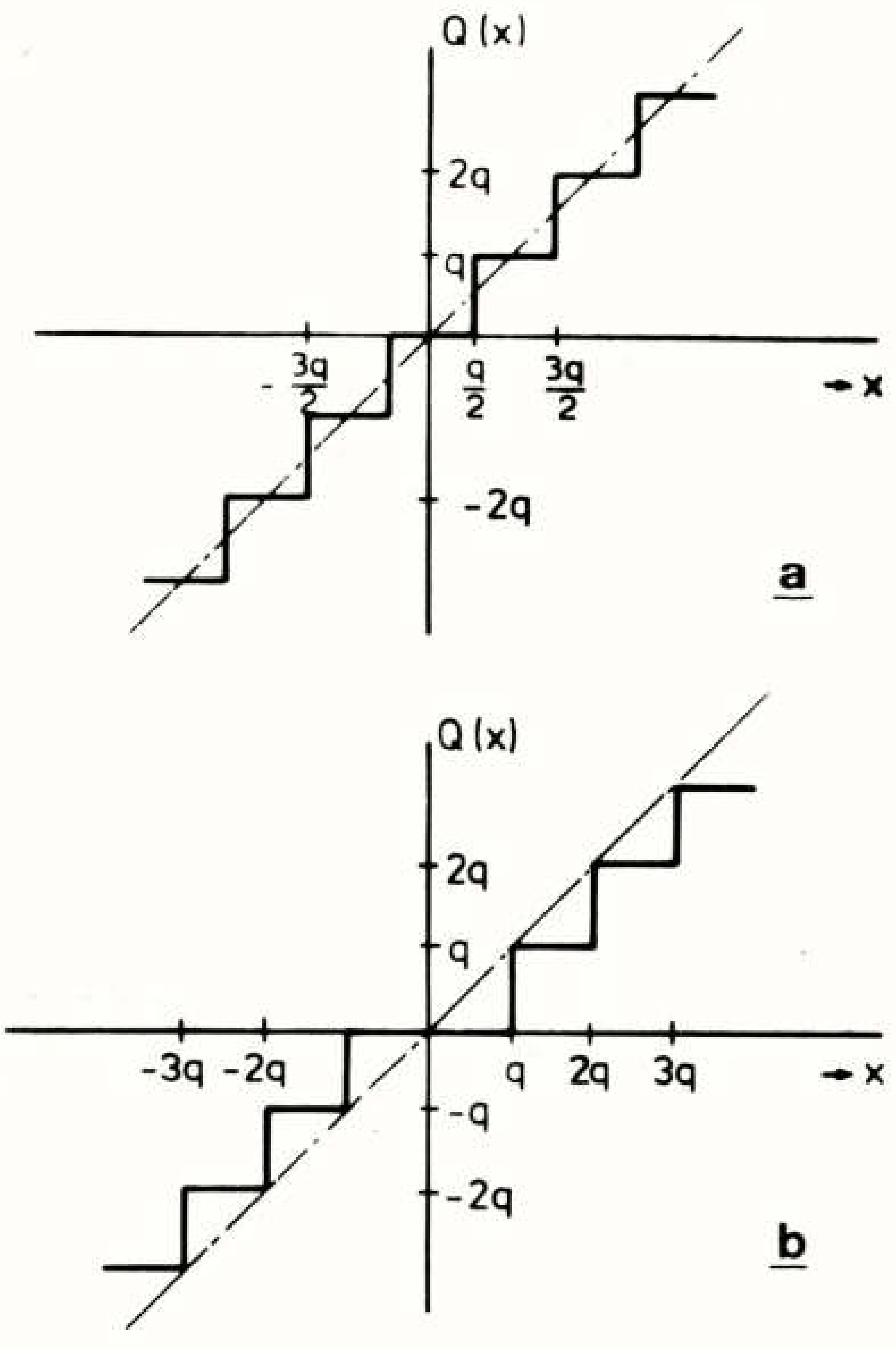


Fig. 2

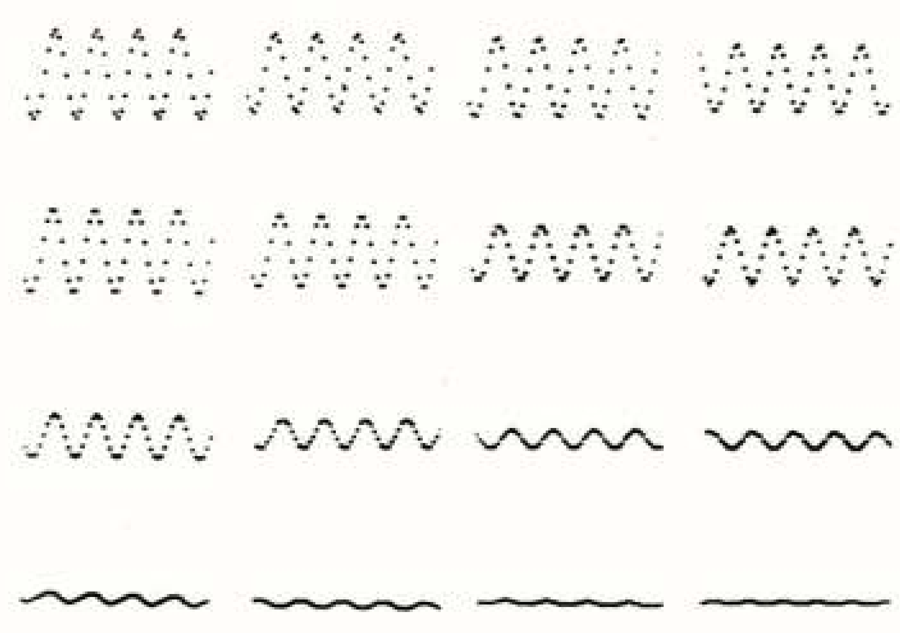


Fig. 4

Het zal duidelijk zijn dat deze oscillaties erg storend kunnen zijn in een digitaal filter. Immers bij pauzes in bijvoorbeeld spraak signalen zal het filter spontaan gaan oscilleren.
Aangetoond kan worden dat bij gebruik van afronden dit soort oscillaties altijd zal optreden in bijna elk filter van praktisch belang. Er dienen dus maatregelen genomen te worden om deze l.c. te onderdrukken of te vermijden, waarvan er nu enkele worden besproken.

1) Voor de hand ligt om de kwantisatiestap grootte q te verkleinen waardoor de amplitude van de l.c. zal afnemen. Dit kan gebeuren door meer bits te nemen voor de signaal-representatie. Enerzijds verhelpt dit natuurlijk niet de kwaal, l.c. blijven bestaan, anderzijds zijn vaak een groot aantal bits nodig om de l.c. amplitudes zo klein te krijgen dat ze niet meer storend zijn. Een groot aantal bits verkleint de rekensnelheid en kompliceert de realisatie, zodat andere oplossingen gewenst zijn.
2) Omdat we hebben gezien dat afronden altijd tot l.c. leidt is het van belang te kijken wat er gebeurt als de signalen worden afgehakt (fig. 2b). Worden twee van deze kwantisatoren gebruikt dan blijkt dat alleen

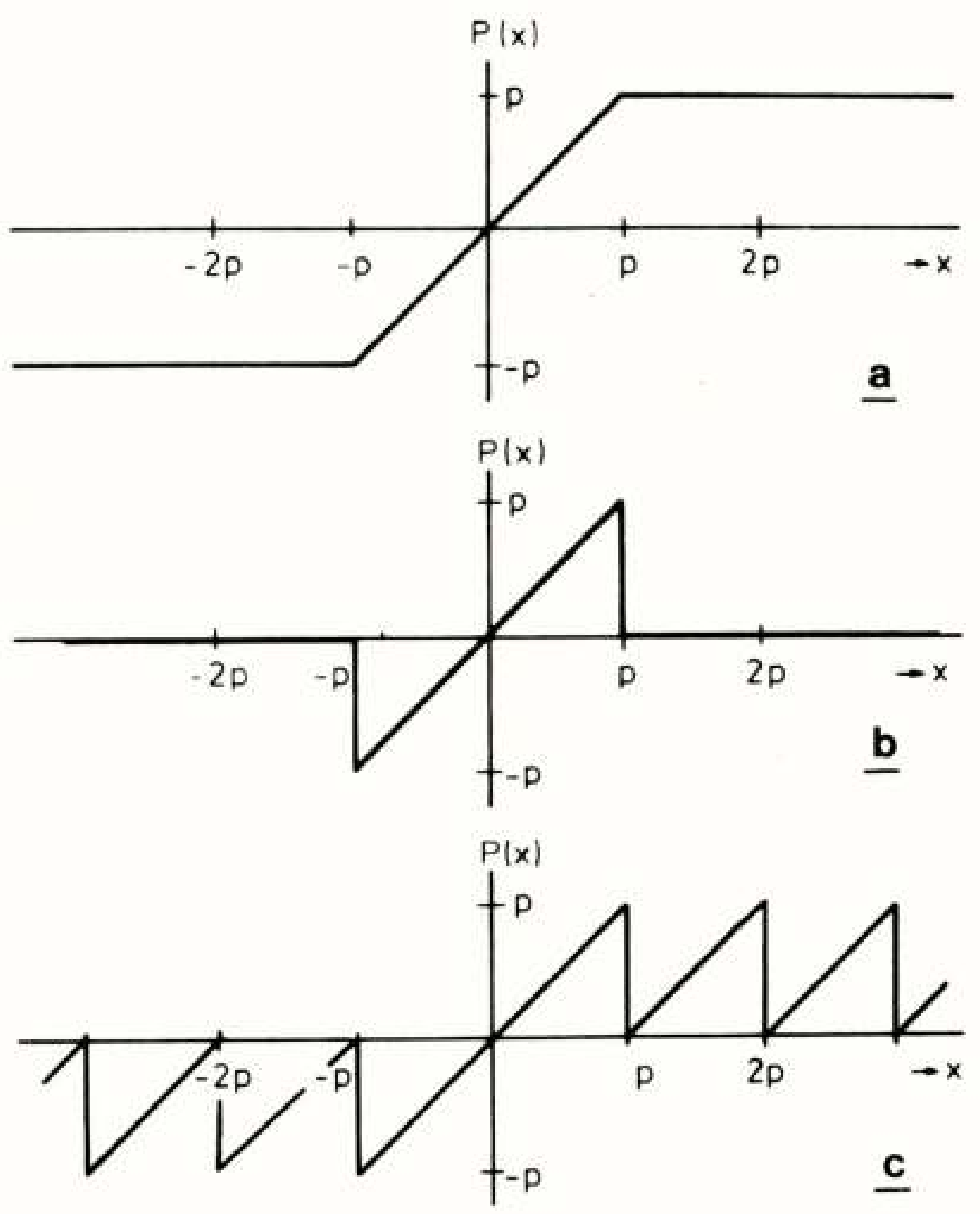


Fig. 3

zeer specifieke l.c. in de 2e orde sektie kunnen optreden namelijk l.c. met periode 1 (konstant uitgangssignaal) en periode 2 (alternerend uitgangssignaal). Deze treden alleen op in laag en hoog doorlaat filters, terwijl filters met een doorlaatband rond een kwart van de bemonsterfrekwentie l.c. vrij zijn. Bouwen we nu een hogere orde filter op door meerdere van deze sekties in cascade te plaatsen dan zullen l.c. die bijvoorbeeld in de eerste sektie zijn opgewekt volgende sekties aanstoten waardoor opnieuw l.c. van diverse amplitudes en perioden aan de uitgang van het filter kunnen optreden.

Een geheel andere situatie treedt op als slechts een kwantisator wordt gebruikt waarin afhakken plaats vindt. Voor bijna alle voorkomende waarden van de filter coëfficiënten zal de 2e orde sektie vrij zijn van l.c. Dit is weergegeven in fig. 5 waarin een driehoekig gebied is aangegeven in het

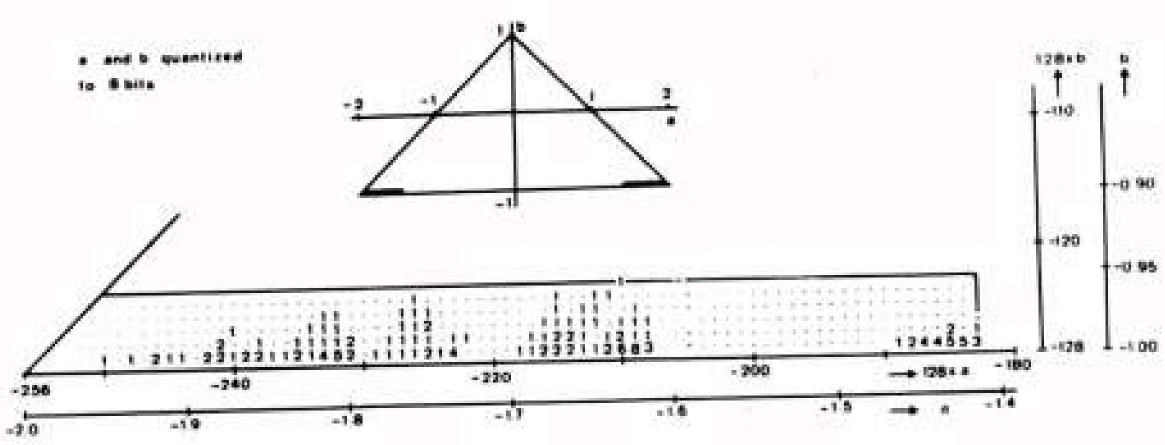


Fig. 5

vlak van de coëfficiënt-waarden a en b. Alle voorkomende filters hebben coëfficiënt waarden die liggen binnen deze driehoek. Limiet cycli zullen alleen optreden voor sommige laag- (en hoog-) doorlaat filters met hoge kwaliteitsfactoren. Voor deze filters liggen de coëfficiënten in de gearceerde trapeziumvormige gebieden, waarvan er een vergroot is weergegeven. De coëfficiënt-waarden zijn daarbij voorgesteld met 8 bits en aangegeven zijn het aantal mogelijke l.c. voor elk coëfficiëntenpaar (a,b). Waar niets staat aangegeven zijn ook geen l.c. gevonden.

3) Een andere methode om van l.c. af te komen is de kwantisatie te laten besturen door een hulpsignaal dat ofwel uit in het filter aanwezige signalen wordt gevormd, ofwel aan een (pseudo-) toevals generator wordt ontleend. In het eerste geval moet het stuursignaal zorgvuldig worden gekozen zodat inderdaad geen l.c. meer optreden. In het tweede geval zorgt het toevalskarakter van het stuursignaal ervoor dat de regelmaat van de l.c. wordt verstoord en het resulterend gedrag ruisachtig van aard is, hetgeen over het algemeen minder storend is. Beide maatregelen vereisen extra "hardware" en leiden daarom tot een meer gekompliceerde realisatie.

Tot nu toe hebben we alleen de 2e orde sektie beschouwd. Ook in WDF's kunnen echter l.c. optreden indien de signalen worden afgerond. Er is aangetoond dat in deze filters l.c. altijd kunnen worden vermeden indien de overtollige bits van de signaalmonsters worden afgehakt juist voor ze in de registers worden geplaatst. Gebruikmakend van dit feit zijn 2e orde sekties uit WDF's afgeleid die eveneens l.c. vrij zijn bij gebruik van afhak kwantisatoren. Een voorbeeld van een dergelijke structuur zal door Prof. Butterweck en Ir. Verkroost nader worden toegelicht. Deze sektie heeft als additioneel voordeel dat l.c. zelfs kunnen worden voorkomen indien een konstant ingangssignaal aan het filter wordt aangeboden, doch dan moet de kwantisatie gestuurd worden door het ingangssignaal.

OVERLOOP OSCILLATIES

Zoals reeds vroeger is opgemerkt kunnen ook de overloop nietlineariteiten aanleiding geven tot oscillaties bij afwezigheid van een ingangssignaal. Een voorbeeld van een dergelijke oscillatie is weergegeven in fig. 6 waarin dezelfde oscillatie driemaal is weergegeven, telkens met een andere tijdsschaal. Deze oscillatie is gevonden in een 2e orde sektie die was gerealiseerd met een overloop karakteristiek als in fig. 3b is aangegeven. Omdat de amplitude van dergelijke oscillaties in de buurt ligt van het overloop niveau, zijn deze oscillaties natuurlijk te allen tijde ontoelaatbaar. Ook bij gebruik van een overloop nietlineariteit uit fig. 3c zullen zulke oscillaties kunnen optreden, zodat in de praktijk deze eenvoudig te realizeren overloop nietlineariteiten niet kunnen worden toegepast.

Aangetoond is dat overloop oscillaties niet zullen optreden in een 2e orde sektie als de karakteristiek van de overloop nietlineariteit in het in fig. 7 aangegeven gebied ligt.

Duidelijk zal zijn dat de in fig. 3a weergegeven verzadigingskarakteristiek hieraan voldoet en bovendien het voordeel heeft dat van alle toelaatbare karakteristieken deze de kleinste fouten geeft.

Voor WDF's is aangetoond dat overloop oscillaties nooit zullen optreden onafhankelijk van de gebruikte overloop karakteristiek.

ANDERE OVERLOOP PHENOMENEN

Tot nu toe is alleen het geval beschouwd dat geen ingangssignaal aanwezig is. Met ingangssignalen wordt de situatie echter anders.

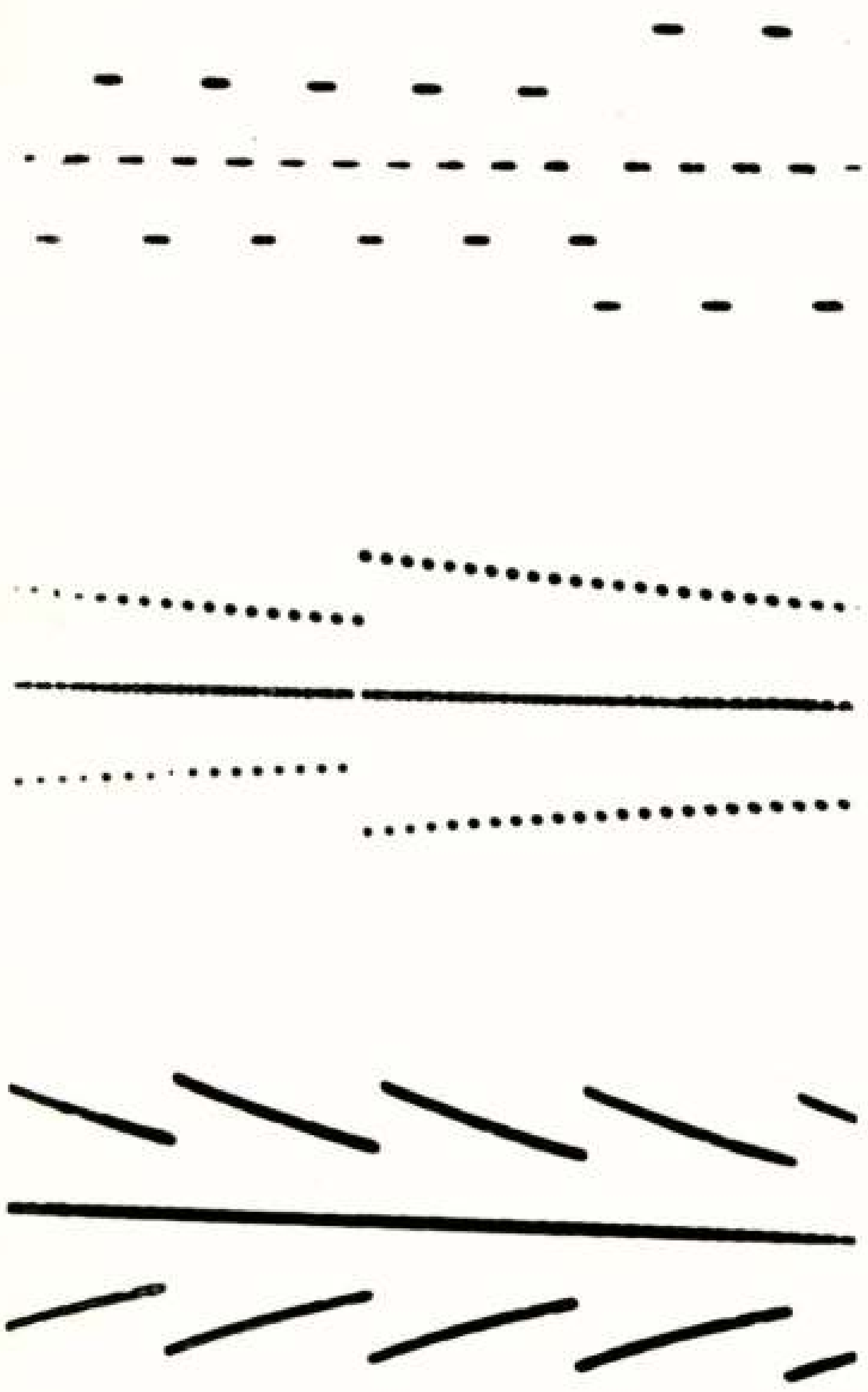


Fig. 6

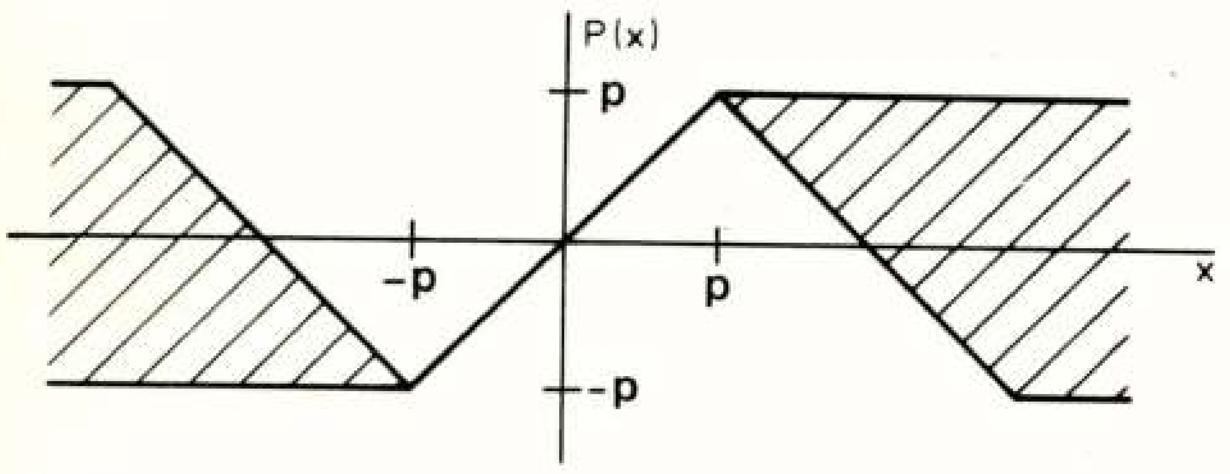


Fig. 7

Ter illustratie van de verschijnselen die nu kunnen optreden gaan we uit van een 2e orde sektie met verzadigings nietlineariteit. Deze sektie wordt geëxciteerd met een sinusvormig signaal met amplitude A en frekwentie f.
We laten nu eerst langzaam (relatief t.o.v. de periode) de amplitude van het ingangssignaal toenemen. Het uitgangssignaal zal eveneens sinusvormig zijn, en ook de amplitude daarvan zal dus langzaam toenemen. Dit is weergegeven in fig. 8a, waarin een sterk gekomprimeerde tijdsschaal is gebruikt. Bij voldoend grote uitsturing zal het uitgangssignaal vastlopen door de aanwezigheid van de verzadigingsnietlineariteit. Dit is duidelijk te zien in fig. 8a. Vanaf dat moment wordt de waarde van A weer langzaam verminderd. We zien dan echter dat de amplitude van het uitgangssignaal op de maximale waarde blijft hangen. Dit blijft zo tot dat de ingangsamplitude beneden een bepaalde waarde komt. Op dat moment springt de uitgangsamplitude plotseling naar de waarde die ook werd aangenomen bij dezelfde ingangsamplitude maar voor het vastlopen. Dit effect wordt daarom in de engelstalige literatuur met "jump phenomenon" aangeduid. Na de sprong volgt de uitgangsamplitude opnieuw de ingangsamplitude.

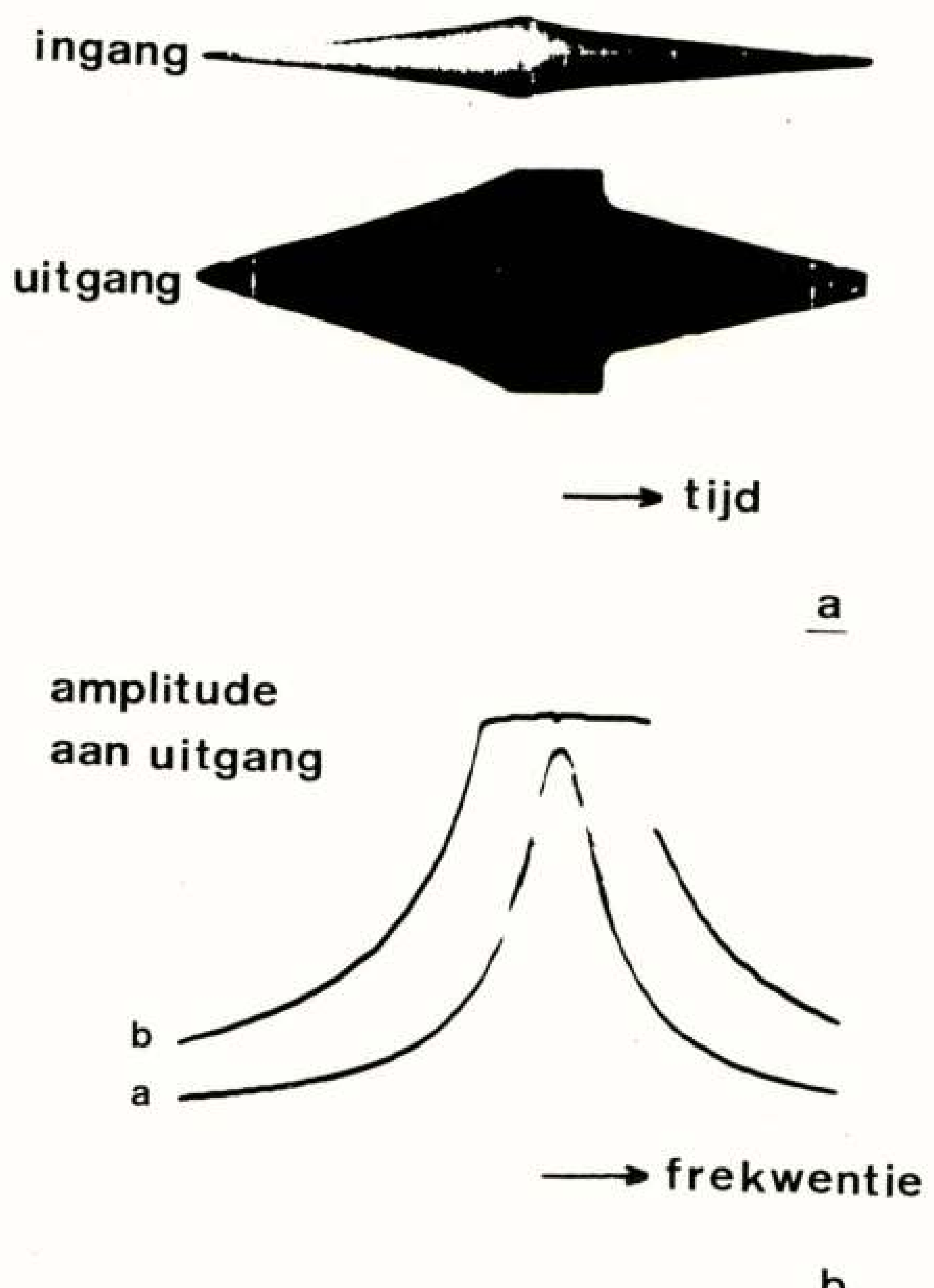


Fig. 8

Een zelfde sprongverschijnsel kunnen we ook konstateren indien bij konstante amplitude A de frekwentie f langzaam wordt gevarieerd. In fig. 8b zijn twee gevallen weergegeven. In geval a was A zodanig dat het uitgangssignaal ook bij de resonantiefrekwentie niet vastliep, en a geeft dus de resonantiekromme van de 2e orde sektie weer. In geval b was A groter genomen en liep het uitgangssignaal wel vast. Ook hier bleef het uitgangssignaal "hangen" op het maximale niveau en trad een plotselinge sprong op bij verder toenemende frekwentie f.
In de 2e orde sektie zullen deze effecten kunnen optreden ongeacht de gebruikte overloop karakteristiek.

Het minste last geeft de verzadigingskarakteristiek, waarvoor in fig. 9 de waarden van de coëfficiënten a en b zijn weergegeven waarvoor deze effecten niet optreden.

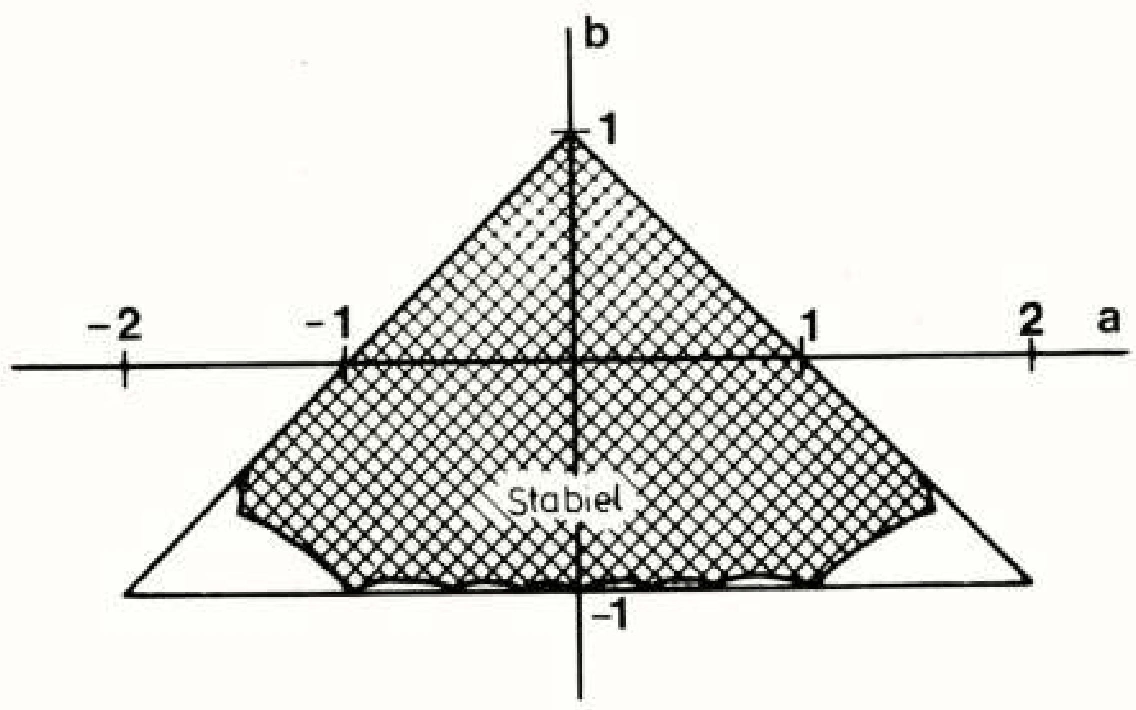


Fig. 9

Speciaal hoog- en laagdoorlaat filters hebben erg veel last van deze verschijnselen. Voor deze filters zijn deze verschijnselen te onderdrukken door toepassing van een z.g. foutterugkoppel schakeling. Hierop zal echter niet nader worden ingegaan.

In WDF's treden deze effecten niet op indien een overloop nietlineariteit wordt gebruikt met een karakteristiek die ligt in het in fig. 7 aangegeven gebied.

CONCLUSIES

Diverse specifieke effecten die kunnen optreden in rekursieve digitale filters zijn besproken. We hebben gezien dat bij afwezigheid van een ingangssignaal oscillaties kunnen optreden die we hebben aangeduid met de termen limietcycli en overloop oscillaties. Bij excitatie met harmonische signalen trad een spronggverschijnsel op. Bij de realisatie van een digitaal filter moeten deze niet gewenste effecten zo mogelijk worden vermeden, en diverse oplossingen daarvoor zijn aangegeven. Ook al hebben we de genoemde effecten echter volledig onder kontrole gekregen dan nog zullen de noodzakelijke niet-lineaire bewerkingen hun invloed blijven doen gelden. Voor kwantisatie resulteert dit in kwantisatiefouten, die onder bepaalde omstandigheden als (kwantisatie-) ruis kunnen worden beschouwd. Een belangrijk aspect bij het ontwerp van een digitaal filter is het bepalen van de signaal-kwantisatieruis verhouding. Op dit aspect is in het huidige verhaal echter niet ingegaan.

LITERATUUR

1 H.D. Helms, J.F. Kaiser, L.R. Rabiner (editors), "Literature in Digital Signal Processing", IEEE Press, New York, 1975.

2 J.F. Kaiser, "On the limit cycle problem", in Proc. 1976 IEEE Int. Symp. Circuits and Systems, Munich, Germany, 1976, pp. 642-645.

3 T.A.C.M. Claasen, W.F.G. Mecklenbräuker, J.B.H. Peek, "Effects of Quantization and Overflow in Recursive Digital Filters", IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. ASSP-24, No. 6, December 1976, pp. 517-529.

Voordracht gehouden op 17 februari 1977 op het Natuurkundig Laboratorium Philips, Eindhoven tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (no. 262), de Sectie voor Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux-Section IEEE.

EEN TWEEDE-ORDE DIGITAAL FILTER WAARIN DOOR MIDDEL VAN GESTUURDE KWANTISERING "LIMIT CYCLES" VOORKOMEN WORDEN.

G. VERKROOST

TECHNISCHE HOGESCHOOL EINDHOVEN

In this paper a new general second-order digital filter section is proposed. One of the two quantizers used in the filter applies controlled quantization, which has the effect that limit cycles are completely eliminated under constant-input conditions.

1. Inleiding.

In digitale filters kunnen t.g.v. de noodzakelijke kwantisering "limit cycles" optreden (Claasen 1977). Dit wil zeggen dat de signalen in het filter na verloop van tijd niet constant worden indien het ingangssignaal constant is. Nu zijn "wave digital filters" (Fettweis, 1975) en hieruit afgeleide structuren (Meerkötter, 1975) vrij van limit cycles voor een ingangssignaal dat gelijk aan nul is, indien "magnitude truncation" wordt toegepast. Anderzijds voorkomt "gestuurde kwantisering", in een elementair tweede orde filter, limit cycles met een lengte langer dan twee voor een willekeurig constant ingangssignaal (Butterweck, 1975). Indien nu gestuurde kwantisering wordt toegepast op een bepaalde klasse van wave digitalfilters, worden voor ieder willekeurig constant ingangssignaal, limit cycles volkomen uitgesloten (Verkroost, 1976). Het is ook mogelijk, uit de voornoemde structuren algemene tweede orde secties af te leiden die hetzelfde voordeel hebben (Verkroost, 1977). In de onderhavige bijdrage wordt zo'n sectie behandeld.

In par. 2 wordt het lineaire filter (d.w.z. zonder kwantisatoren) geanalyseerd. In par. 3 wordt het filter inclusief de kwantisatoren beschouwd. Eerst wordt nagegaan hoe, voor het ingangssignaal nul, limit cycles kunnen worden uitgesloten. Vervolgens wordt aangetoond dat, voor een willekeurig constant ingangssignaal, hetzelfde kan worden bereikt indien gestuurde kwantisering wordt toegepast. Om dit artikel beter leesbaar te maken, is bij de gegeven afleidingen geen gebruik gemaakt van de eigenschappen van de verwante "wave digital" structuren.

2. Analyse van het filter zonder kwantisatoren.

In Fig. 1 is het hier beschouwde filter getekend. Het ingangssignaal x(k) veroorzaakt aan de uitgang het signaal y(k). Verondersteld wordt dat het ingangssignaal reeds gekwantiseerd is; het kan dus beschreven worden met gehele getallen. Het recursieve gedeelte van het filter bevat de vermenigvuldigers $-\gamma_1$ en $-\gamma_2$. Het uitgangssignaal y(k) wordt gevormd door de drie

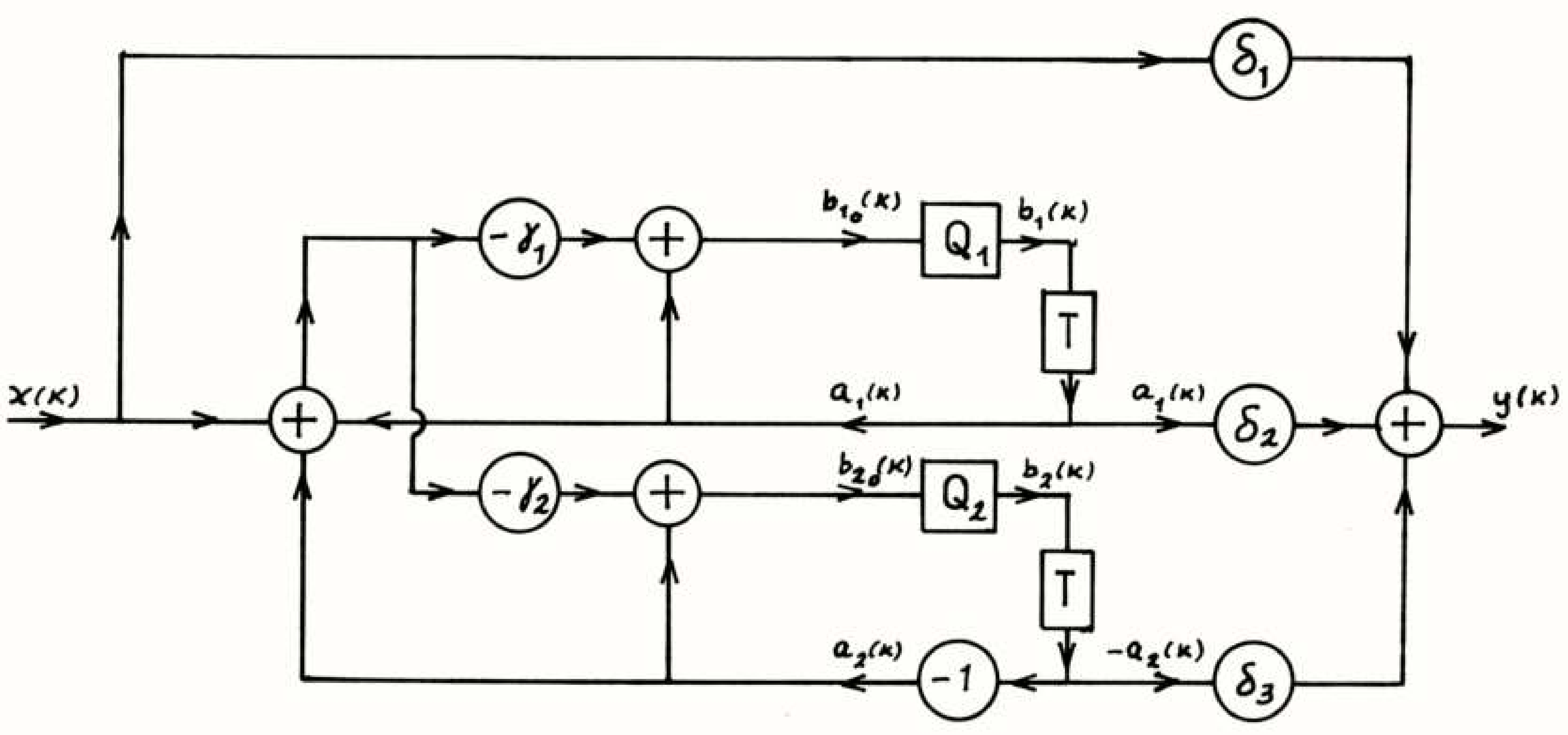


Fig. 1 Het tweede-orde filter

signalen $x(k)$, $a_1(k)$ en $-a_2(k)$, na vermenigvuldiging met respectievelijk δ_1, δ_2 en δ_3, op te tellen. Door de kwantisatoren aangeduid met Q_1 en Q_2, worden de signalen $b_{1_o}(k)$ en $b_{2_o}(k)$ volgens een hierna beschreven voorschrift gekwantiseerd, hetgeen de signalen $b_1(k)$ resp. $b_2(k)$ oplevert. De vertragingselementen zijn aangeduid met T.

We onderzoeken nu eerst het ideale filter (zonder kwantisatoren), d.w.z. we beschouwen Q_1 en Q_2 als doorverbindingen. Uit fig. 1. volgt dan

$$b_1(k) = a_1(k+1) = a_1(k) - \gamma_1\{ a_1(k)+a_2(k)+x(k)\} \quad (1a)$$

$$b_2(k) = -a_2(k+1) = a_2(k) - \gamma_2\{ a_1(k)+a_2(k)+x(k)\}. \quad (1b)$$

Als we de z-getransformeerde van een signaal aanduiden met een hoofdletter, volgt uit (1)

$$B_1(z) = zA_1(z) = A_1(z) - \gamma_1\{ A_1(z)+A_2(z)+X(z)\} \quad (2a)$$

$$B_2(z) = -zA_2(z) = A_2(z) - \gamma_2\{ A_1(z)+A_2(z)+X(z)\}. \quad (2b)$$

Met (2) kunnen A_1 en A_2 in X uitgedrukt worden:

$$\frac{A_1(z)}{X(z)} = \frac{-\gamma_1(z+1)}{z^2+(\gamma_1-\gamma_2)z + \gamma_1+\gamma_2 -1}$$

$$\frac{A_2(z)}{X(z)} = \frac{\gamma_2(z-1)}{z^2+(\gamma_1-\gamma_2)z+\gamma_1+\gamma_2-1}. \quad (3a,b)$$

Met (3) volgt dan voor de overdrachtsfunktie H(z):

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\delta_1X(z)+\delta_2A_1(z)-\delta_3A_2(z)}{X(z)} =$$

$$= \frac{\delta_1z^2+z\{\delta_1(\gamma_1-\gamma_2)-\delta_2\gamma_1-\delta_3\gamma_2\} +\delta_1(\gamma_1+\gamma_2-1)-\delta_2\gamma_1+\delta_3\gamma_2}{z^2+(\gamma_1-\gamma_2)z+\gamma_1+\gamma_2-1}. \quad (4)$$

We kunnen (4) herschrijven als

$$H(z) = \frac{cz^2+dz+e}{z^2+az+b}. \quad (5)$$

Door een geschikte keuze van γ_1, γ_2, δ_1, δ_2 en δ_3 kunnen alle gewenste waarden van a t/m e en dus alle gewenste overdrachtsfunkties H(z) gerealiseerd worden. We beschouwen hier slechts stabiele systemen waarvoor moet gelden (zie bijv. Schüssler, 1973)

$$b+a+1 > o,\ b-a+1 > o \text{ en } b < 1. \quad (6)$$

Uit deze stabiliteitsvoorwaarden (6) volgt met (4) voor de vermenigvuldigers γ_1 en γ_2:

$$\gamma_1 > o,\ \gamma_2 > o \text{ en } \gamma_1+\gamma_2 < 2. \quad (7)$$

We analyseren nu het recursieve gedeelte van het lineaire filter voor het geval dat het ingangssignaal nul is.
Met (1) volgt dan dat in de stationaire toestand alle signalen in het filter nul zijn. Indien het ingangssignaal echter slechts nul is vanaf een zeker moment treden eigentrillingen op. We definiëren nu een "pseudo-energie" funktie

$$\Pi(k) = \gamma_2b_1^2(k) + \gamma_1b_2^2(k) \quad (8)$$

en de toename hiervan per tijdstap

$$\Delta\Pi(k) = \Pi(k) - \Pi(k-1). \quad (9)$$

Met (7) zien we dat $\Pi(k)$ niet negatief kan worden; verder volgt voor $\Delta\Pi(k)$ uit (1)

$$\Delta\Pi(k) = \gamma_2 \{b_1^2(k) - a_1^2(k)\} + \gamma_2\{b_2^2(k) - a_2^2(k)\}. \quad (10)$$

Indien we in (10) met behulp van (1) $b_1(k)$ en $b_2(k)$ uitdrukken in $a_1(k)$ en $a_2(k)$ (N.B.: $x(k) = o$) en dit uitwerken, volgt

$$\Delta\Pi(k) = \gamma_1\gamma_2 (\gamma_1+\gamma_2-2) \{a_1(k) + a_2(k)\}^2 \quad (11)$$

hetgeen met (7) leidt tot

$$\Delta\Pi(k) \leq o. \quad (12)$$

De pseudo-energie $\Pi(k)$ kan derhalve niet toenemen in de tijd.

3. Het filter met kwantisatoren.

We beschouwen nu het filter inclusief de kwantisatoren, en wel eerst voor het geval dat het ingangssignaal nul is en de kwantisatoren "magnitude truncation" uitvoeren, hetgeen betekent:

$$|b_1(k)| \leq |b_{1_o}(k)| \text{ en } |b_2(k)| \leq |b_{2_o}(k)|. \quad (13a,b)$$

Dit kwantiseren heeft het effect dat de waarden $b_1^2(k)$ en $b_2^2(k)$, in vergelijking met het ideale filter, verkleind worden of tenminste niet vergroot worden; uit (10) blijkt dan dat hetzelfde geldt voor $\Delta\Pi(k)$. De kwantisatoren werken dus "dissipatief" op de pseudo-energie. Dit betekent dat (12) geldig blijft indien de kwantisatoren aanwezig zijn. Het is nog van belang om op te merken dat om aan de gelijkheid $\Delta\Pi(k) = o$ te voldoen, het tenminste nodig is dat in (13a) en (13b) het gelijkteken geldt. Dit wil zeggen dat de kwantisatoren dan als doorverbinding werken, hetgeen slechts optreedt indien $b_{1_o}(k)$ en $b_{2_o}(k)$ gehele getallen zijn.

We zullen nu bewijzen dat voor $x(k) = o$ geen "limit cycles" kunnen optreden. Stel namelijk dat zo'n limit cycle wel optreedt, dan bestaat er een getal N waarvoor geldt

$$b_1(k_o) = b_1(k_o+N), \quad b_2(k_o) = b_2(k_o+N) \qquad (14a,b)$$

en dus ook

$$\Pi(k_o) = \Pi(k_o+N) \qquad (15)$$

Omdat $\Pi(k)$ niet kan toenemen met toenemende k, kan aan (15) slechts voldaan worden indien geldt

$$\Delta\Pi(k) = o \quad \text{voor} \quad k = k_o+1,\ k_o+2, --- \ k_o+N, \qquad (16)$$

hetgeen in ieder geval betekent dat er in dit interval niet gekwantiseerd is. Het filter heeft dan dus als ideaal filter gewerkt; daar het ideale filter echter stabiel is kunnen hierin geen limit cycles optreden. De enige mogelijkheid om aan (14) te voldoen is dan met

$$b_1(k_o) = b_1(k_o+N) = o, \quad b_2(k_o) = b_2(k_o+N) = o, \qquad (17a,b)$$

hetgeen wil zeggen dat de stationaire toestand bereikt is. De conclusie is dus dat er ondanks de kwantisatoren geen limit cycles kunnen optreden in het recursieve gedeelte. Het uitgangssignaal $y(k)$ dat een combinatie is van de signalen in dit gedeelte is dan ook vrij van limit cycles.

Beschouw nu het filter indien het ingangssignaal $x(k)$ de constante waarde X aanneemt. Uit (1) volgt dan voor de stationaire toestand

$$x(k) = X, \quad a_1(k) = b_1(k) = -X \text{ en } a_2(k) = b_2(k) = o. \qquad (18)$$

Om de trillingen in het filter te beschrijven voeren we nu verschilvariabelen in die de afwijking tussen het werkelijke signaal en dat van de stationaire toestand aangeven:

$$\alpha_1(k) = a_1(k)+x(k) \qquad \alpha_2(k) = a_2(k) \qquad (19a,b)$$

$$\beta_1(k) = b_1(k)+x(k) \qquad \beta_2(k) = b_2(k) \qquad (19c,d)$$

$$\beta_{1_o}(k) = b_{1_o}(k)+x(k) \qquad \beta_{2_o}(k) = b_{2_o}(k). \qquad (19e,f)$$

Door substitutie van (19a,b,c,d) in (1a,b) verkrijgen we de vergelijkingen voor deze verschilvariabelen in het lineaire geval:

$$\beta_1(k) = \alpha_1(k) - \gamma_1\,\{\alpha_1(k) + \alpha_2(k)\} \qquad (20a)$$

$$\beta_2(k) = \alpha_2(k) - \gamma_2\,\{\alpha_1(k) + \alpha_2(k)\}. \qquad (20b)$$

Indien we nu (1) en (20) vergelijken blijken de vergelijkingen voor de verschilvariabelen dezelfde te zijn als de homogene vergelijkingen voor de oorspronkelijke variabelen ($x(k) = o$).
Nu is in het voorgaande aangetoond dat bij een ingangssignaal nul, limit cycles worden voorkomen indien de kwantisering geschiedt volgens het in vergelijking (13) gegeven voorschrift. Hieruit volgt dan dat bij een constant ingangssignaal eenzelfde kwantiseringsvoorschrift, nu echter toegepast op de verschilvariabelen, eveneens limit cycles voorkomt.
Dit betekent dat de kwantisering dient te geschieden volgens

$$|\beta_1(k)| \leq |\beta_{1_o}(k)| \qquad |\beta_2(k)| \leq |\beta_{2_o}(k)|, \qquad (21a,b)$$

of, uitgedrukt in de werkelijke signalen:

$$|b_1(k) + x(k)| \leq |b_{1_o}(k) + x(k)|$$
$$|b_2(k)| \leq |b_{2_o}(k)|. \qquad (22a,b)$$

Dit houdt in dat in Q_2 magnitude truncation wordt toegepast. Het kwantiseringsvoorschrift (22a) voor Q_1 schrijft voor dat $b_{1_o}(k)$ wordt gekwantiseerd in de richting van $(-x(k))$. In Q_1 wordt dus "gestuurde kwantisering" toegepast, waarbij het ingangssignaal $x(k)$ de kwantisering zodanig stuurt dat indien geldt $b_{1_o}(k) > -x(k)$ kwantisering "naar beneden" plaatsvindt en indien geldt $b_{1_o}(k) < -x(k)$ kwantisering "naar boven". Indien geldt $b_{1_o}(k) = -x(k)$, hetgeen betekent dat $b_{1_o}(k)$ een geheel getal is, vindt geen kwantisering plaats.

Literatuur

Butterweck, H.J., Suppression of parasitic oscillations in second-order digital filters by means of a controlled-rounding arithmetic.
A.E.Ü. 29 (1975), 371-374.

Claasen, T.A.C.M., Mecklenbräuker, W.F.G. en Peek, J.B.H., Een overzicht van niet-lineaire effecten in recursieve digitale filters.
Tijdschrift v.h. Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap deel 42, no. 4 (1977) blz. 105.

Fettweis, A. and Meerkötter, K., Suppression of parasitic oscillations in wave digital filters, I EEE Trans on Circuits and Systems,
C.A.S. 22, (1975), 239-246.

Meerkötter, K. and Wegener, W., A new second-order digital filter without parasitic oscillations.
A.E.Ü. 29 (1975), 312-314.

Schüssler, H.W., Digitale Systeme zur Signalverarbeitung.
Springer-Verlag, Berlin 1973, p. 37.

Verkroost, G. and Butterweck, H.J., Suppression of parasitic oscillations in wave digital filters and related structures bij means of controlled rounding.
A.E.Ü. 30 (1976), 181-186.

Verkroost, G., A general second-order digital filter with controlled rounding to exclude limit cycles for constant input signals. I EEE Trans on Circuits and Systems,
C.A.S. 24, no. 8 (1977).

Voordracht gehouden op 17 februari 1977 op het Natuurkundig Laboratorium Philips te Waalre tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (n° 262), de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux section IEEE.

HET LEDENBESTAND VAN HET NERG

De vitaliteit van een vereniging kan ten dele worden afgelezen uit de mate waarin hij appelleert aan de belangstelling van de jongeren. Regelmatig melden zich nieuwe leden aan en op het eerste gezicht lijkt een gunstige diagnose van de levenskracht gewettigd. Op grond van een aantal gegevens wordt in het volgende dit optimisme enigszins getemperd.

Aan de hand van de NERG-ledenlijst van augustus 1976 en de Naamlijst Ingenieurs 1975 is voor 75% van de leden (nl. de 455 die in de Naamlijst zijn vermeld) nagegaan in welk jaar zij zijn afgestudeerd. Het resultaat ziet u in figuur 1. Het merendeel van de academici onder de leden is afgestudeerd in de elektrotechniek aan een van de Technische Hogescholen. In fig. 2 is het "aanbod" per jaargang van deze càtegorie weergegeven. Als we nagaan welk aandeel per jaargang vroeg of laat is toegetreden tot het genootschap dan vinden we de grafiek van fig. 3: tussen 1956 en 1968 schommelt het aandeel rond 10%, daarna treedt een sterke daling op. Deze daling kan slechts ten dele worden verklaard uit de "incubatietijd" tussen afstuderen en toetreden tot het NERG. Uit fig. 4 kan worden afgelezen dat de helft van hen die toetreden dit binnen $2\frac{1}{2}$ jaar doet en driekwart binnen $5\frac{1}{2}$ jaar. De sterke daling in fig. 3 zou erop kunnen duiden dat de aanwas van jonge leden een stagnatie ondervindt.

Als de toekomst van het genootschap u ter harte gaat kunt u een bijdrage leveren door een wervende blik om u heen te werpen en potentiële leden over de drempel te helpen. Het is nuttig daarbij te bedenken dat het NERG een breed interessegebied heeft dat ook vele aanspreekt die een andere studie hebben gevolgd, zoals natuurkundigen en geschikte niet-academici.

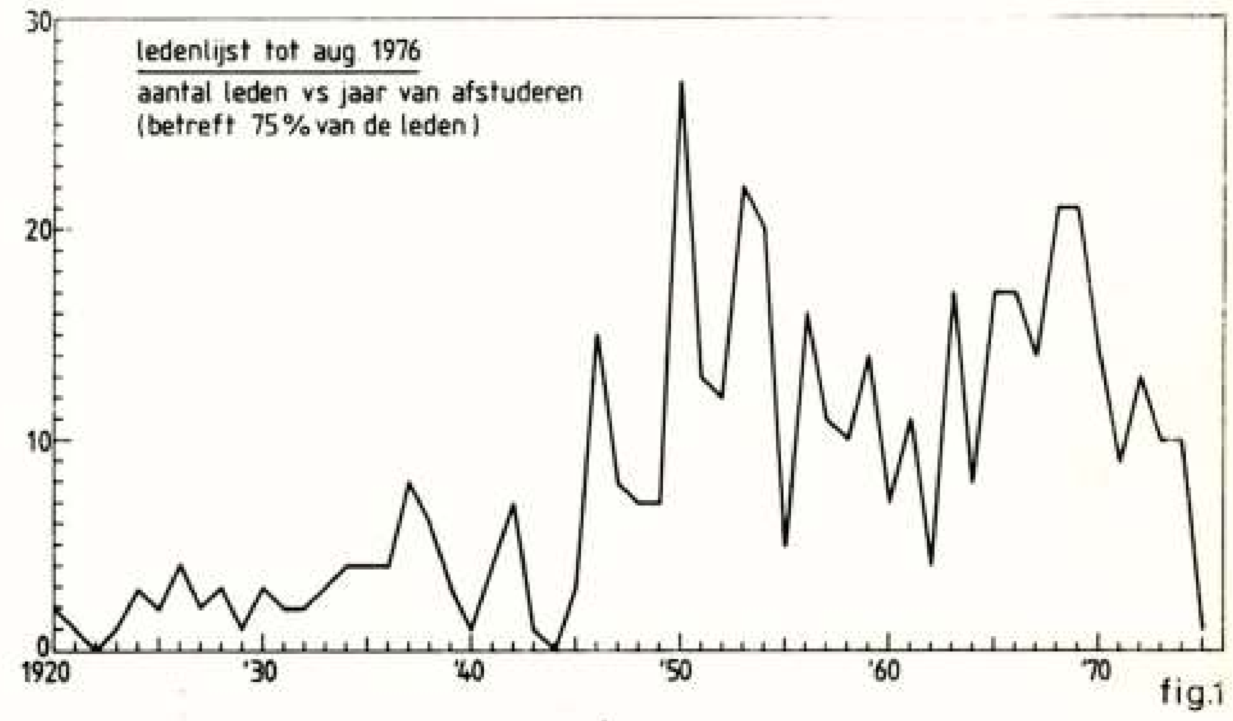


fig.1

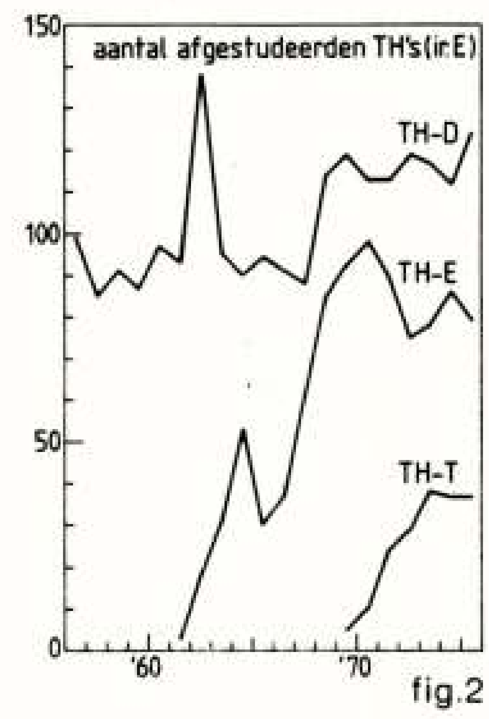


fig.2

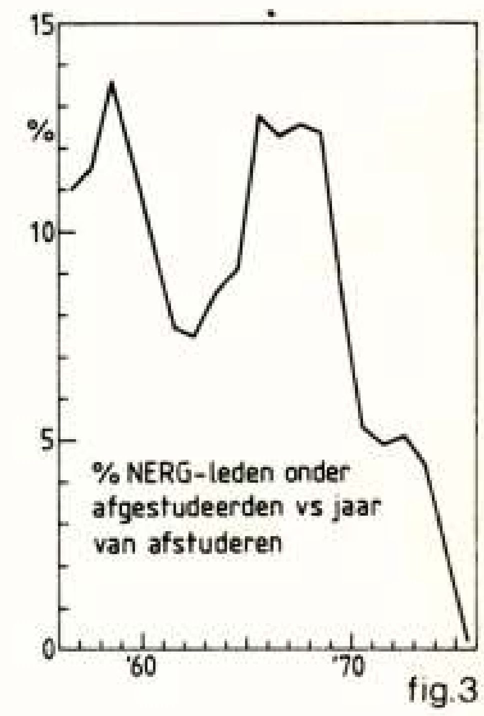


fig.3

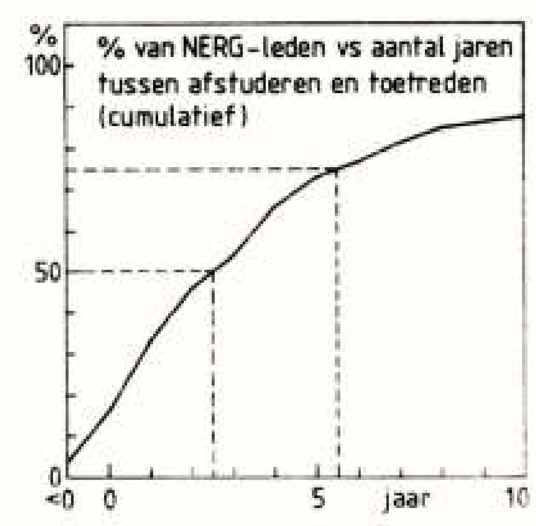


fig.4

G.A. van der Spek
Secretaris

Leergang "Moderne elektronische Meetsystemen"

Door de Afdeling voor Electrotech niek van het KIVI zal op donderdag 12 en vrijdag 13 januari 1978 te Delft een leergang worden gehouden met de titel "Moderne elektronische Meetsystemen". Deze leergang wordt georganiseerd in samenwerking met de vakgroepen Elektrotechnische Materialen en Elektronische Instrumentatie van de Afdeling der Elektrotechniek van de TH. Delft, en met medewerking van het NERG en de Benelux Sectie IEEE.

Het doel van de leergang is diegenen, die betrokken zijn bij meetinstrumentatie, kennis te laten nemen van de recente ontwikkelingen op dit vakgebied. De leergang bestaat uit een tiental voordrachten, en is onderverdeeld in vier sekties:

A. Transduktie van informatie
B. Signaalbewerkingen
C. Toepassingen van microprocessoren in de instrumentatie
D. Presentatie van informatie

Het ligt in de bedoeling de komplete teksten van de voordrachten te doen uitgeven in de vorm van een boek met de tital "Modern Electronic Measuring Systems", waarvan de deelnemers van de leergang medio 1978 een exemplaar zal worden toegezonden.

LEDENMUTATIES

Voorgestelde leden

Ir. W.H. Havens, Hovenierstraat 22, Delft.
Ph.J. Huis, Meye 55, Bodegraven.
Ir. A.M. Navarro, Heivlinder 13, Leiden.

Nieuwe leden

Ir. C. Beekhuizen, Cederdreef 26, Vlaardingen.
Dr.ir. T.A.C.M. Claasen, Drossaardstraat 20, Geldrop.
A.C.S. de Jager, De Geelgieter 20, Veldhoven N.B.
Ir. W.C. Nuijen, Couwenhoven 63-06, Zeist.
F. van Terwisga, Urkhovenseweg 370, Eindhoven.
Ir. M.H. Twigt, Juliana van Stolberglaan 9, Vlaardingen.
Ir. L. Tijben, Merelstraat 12, Leiden.
Ir. G. Verkroost, Molenkamp 8, Mierlo N.B.
Ir. L.R.G. Versfeld, Gen. Bothastraat 19, Eindhoven.
Ing. J.M.H. Wagemans, Samarialaan 73, Eindhoven.

Nieuwe adressen van leden

Ir. R. Brouwer, Wendel 23, Gilze.
Ir. M.E. Goldbach, Händellaan 51, Den Haag.
Ir. P.J.C. Hamelberg, Frederikstraat 767, Den Haag.
Ir. E.G.F.M. Ivens, Swammerdamlaan 31, Doetinchem.
Ir. R.J. Nienhuis, Groesbeekseweg 212, Nijmegen.
Ir. D.C. Schering, de Gloode 1, Callantsoog.
Ir. H.J. Verbiest, c/o Philips Electronics Ltd, 601 Milner Ave, Scarborough (Ontario), Canada.
P.A. van der Vis, Van Zuylen van Nijeveltstraat 193, Wassenaar.
Ir. Th.J. Weijers, Molenwijck 23, Loon op Zand.
Ir. P. Zanting, Laan 109, Nunspeet.

Tijdschrift van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap

Inhoud

deel 42 - nr. 4 - 1977

druk: Het Zuiden Eindhoven